radio fernsehen elektronik

21 · 72

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

1. Novemberheft · Preis 2,00 M
Postverlagsort Leipzig · Für BRD Berli

- **Reiseempfänger „Stern-Dynamic"**
- **Bericht von der Leipziger Herbstmesse 19**
- **Prüfgerät für Feldeffekttransistoren**

Einführung in die Gruppenintegration

Von Adi J. Khambata

Aus dem Amerikanischen. Deutsche Bearbeitung: Dr.-Ing. Klaus Schade. 208 Seiten, 75 Abbildungen, 30 Tafeln, Kunstleder 24,– M, Sonderpreis für die DDR 18,– M

Das Buch vermittelt einen Überblick über die Bauelemente- und Systemeigenschaften sowie über die Anwendungsmöglichkeiten gruppenintegrierter Schaltkreise in Datenverarbeitungsanlagen. Es ist in erster Linie für den Anwender geschrieben und zeigt Möglichkeiten und Grenzen dieser neuen Bauelementetechnologie.

Bauelemente und Bauelementetechnologie

Einführung · Bipolare und Feldeffektbauelemente für die Gruppenintegration · Verbindungstechnik bei der Gruppenintegration

Systemgestaltung

Enfluß auf die Konzeption und Organisation von Datenverarbeitungssystemen · Gruppenintegration und das Verhältnis zwischen Hardware und Software bei Datenverarbeitungsanlagen · Aufteilung und logischer Entwurf

Anwendung von gruppenintegrierten Festkörperschaltkreisen

Gruppenintegration bei Speichern · Gruppenintegration bei peripheren Geräten von Datenverarbeitungssystemen

Verschiedene aktuelle Probleme

Rolle von Datenverarbeitungsanlagen bei der Gruppenintegration · Zuverlässigkeit; Zuverlässigkeitsprüfung und Preisentwicklung.

VT

Durch jede Buchhandlung erhältlich

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Service-Oszillograf
kauft
A 431 335 BZ-Filiale 1017 Berlin

Ing. HF-Technik
6 Jahre Tätigkeit, verh., 1 Kind, sucht neuen Wirkungkreis.
Ang. AZ 262453 Dewag, 53 Weimar

Verkaufe
1 Transivar „1" 200,– M
1 Meßbrücke
für Gleich- und Wechselstrom 120,– M
TK 5315 Dewag, 1054 Berlin

Prospektmaterial
über die Literatur des
VEB VERLAG TECHNIK BERLIN
fordern Sie bitte
bei Ihrem Buchhändler an

Oszillografenröhre
B 10 S 4
300,– M, zu verkaufen.
VEB Datenverarbeitung der Finanzorgane
65 Gera, Wilhelm-Pieck-Str. 147,
Telefon 60363

KONDENSATOR-MIKROFONE
für Studio- und Meßzwecke
MIKROFON-ZUBEHÖR
Lieferung nur über die
Versorgungskontore für Maschinenbau-Erzeugnisse – Abteilung Schwachstrom
RFT VEB Mikrofontechnik Gefell
6552 GEFELL · Telefon: 262-264 · Telex: 58-8843

Sie lesen in diesem Heft

Standard-Interface für das ESMP 685

Informationssignal- und Steuersignal-Prüfsystem 687

Analog-Digital-Umsetzer der elektronischen Meßtechnik, Teil 3 689

Digitale Informationsverarbeitung 63 693

Reiseempfänger „Stern-Dynamic" 695

Farbfernsehempfänger 7 699

Bericht von der Leipziger Herbstmesse 1972 702

Forderungen des sowjetischen Standards an integrierte Halbleiterschaltkreise 708

Prüfgerät für Feldeffekttransistoren 709

Elektronischer Umschalter zur zeitmultiplexen Darstellung mehrerer Meßsignale auf einem Einstrahloszillografen 710

СОДЕРЖАНИЕ

Стандартное согласование для ЕСМП 685

Информационный сигнал — контрольная система 687

Аналогово-цифровой преобразователь, часть 3-я 689

Цифровая обработка даиных 63 693

Дорожный приёмник «Stern-Dynamic» 695

Цветной телевизор 7 699

Осенняя ярмарка 1972 года 702

Требования советских стандартов к интегральным полупроводниковым переключающим схемам 708

Прибор для контроля транзисторов с полевым эффектом 709

Электронный переключатель, предназначенный для изображения с временным уплотнением нескольких измерительных сигналов на однолучевом осциллографе 710

IN THIS ISSUE

Standard Interface for the Standard System of the Measuring- and Test Automatization 685

Test System for Information- and Control Signals 687

Analog-Digital Converters of the Electronic Measuring Technique, Part 3 689

Digital Information Processing 63 693

Portable Receiver "Stern-Dynamic" 695

Colour Television Receivers 7 699

Report on the Leipzig Autumn Fair 1972 702

Requirements of Soviet Standard Regulations on Integrated Circuits 708

Test Instrument for Field Effect Transistors 709

Electronic Change-Over Switch for the Time Division Multiplex Demonstration of Several Measurement Signals by Means of a Single-Beam Oscillograph 710

OBSAH

Standardní spojovací zařízení pro jednotný systém automatizace měření a zkoušení (ESMP) 685

Systém pro zkoušení informačních a zkušebních signálů 687

Analogově číslicové převodníky elektronické měřicí techniky, díl třetí 689

Číslicové zpracování informací 63 693

Cestovní přijímač „Stern-Dynamic" 695

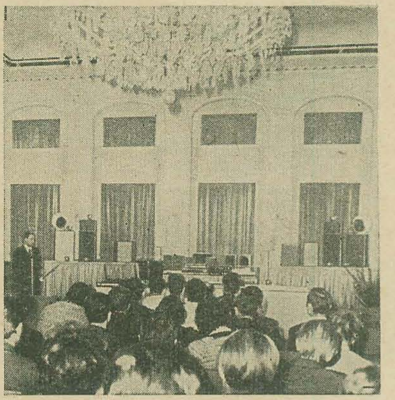
Přijímače barevné televize 7 699

Podzimní lipský veletrh 1972 702

Požadavky sovětských norem na monolitické integrované obvody 708

Zkoušeč tranzistorů řízených polem 709

Elektronický přepínač pro zobrazení více signálů časovým multiplexem na jednopaprskovém oscilografu 710



Zu unserem Titelbild

Vorführung der Stereo-Anlagen unserer Produktion im Festsaal der Alten Börse während der Herbstmesse 1972 in Leipzig.

Foto: E. Müller

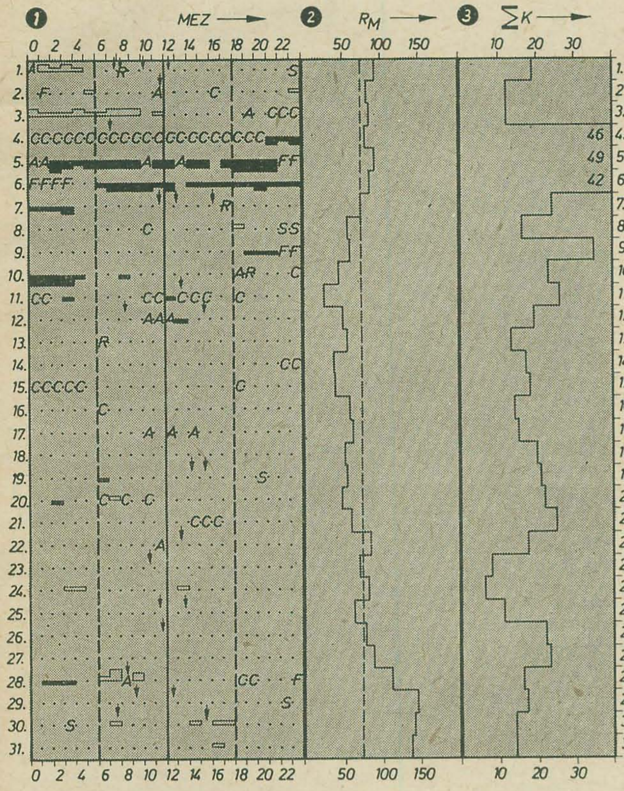
Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Anwenderklassifikation optischer Erkennungssysteme
- Bildschirmgerät BIG 2 – ein neues Datenendgerät
- Schwarzweiß-TV-Empfänger „Luxomat 110"
- Zwei Batterieladegeräte mit automatischer Ladezustandskontrolle und Ladeendabschaltung

KW-AUSBREITUNG

im August 1972 und Vorschau für November 1972

Herausgegeben vom Zentralinstitut für solarterrestrische Physik (Heinrich-Hertz-Institut) der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

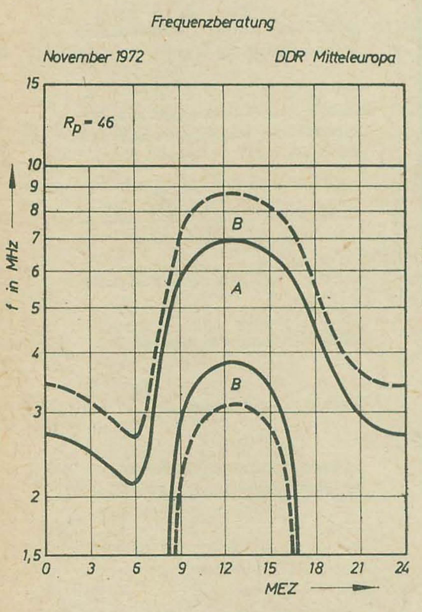


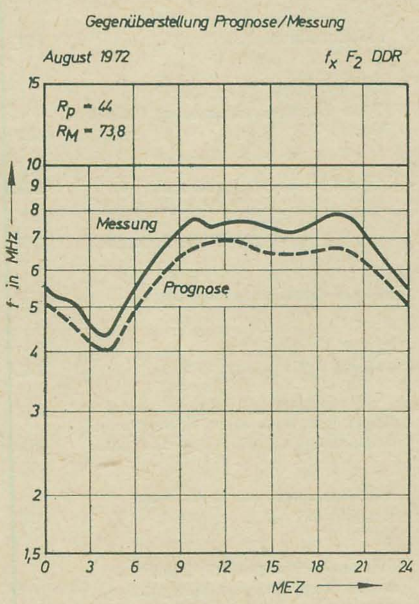
KW-Ausbreitung im August 1972

❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg.; bezogen auf den Monatsmedianwert

$\nabla f/f$		
+ 41 % und darüber	A = Abdeckung	❷ gemessene Sonnenflecken-relativzahlen (R_M)
+ 31 ··· + 40 %	C = Gerätestörung	
+ 21 ··· + 30 %	F = Streuung	
+ 20 ··· − 20 %	S = atmosphärische Störungen oder Fadings	
− 21 ··· − 30 %	N = Messung nicht interpretierbar	❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern
− 31 ··· − 40 %	G = Ionisationsdichte der Schicht für brauchbare Messung zu gering	
− 41 % und weniger	R = selektive Dämpfung	
Mögel-Dellinger-Effekt		

Die Frequenzberatung wurde vom Labor für Wellenausbreitung des Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamtes der Deutschen Post, Berlin-Adlershof, berechnet.





Vorschau für November 1972

Sendeleistung: 100 W Mindestfeldstärke: 10 µV/m Entfernung 0···600 km
A = sicherer Verkehr B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN

Verlagsleiter:
Dipl. oec. Herbert Sandig

102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon: Orts- und Fernverkehr 4220591, Fernschr.: 011 2228 techn. dd, Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio fernsehen elektronik

Verantwortlicher Redakteur:
Dipl. oec. Peter Schäffer

Redakteure: Adelheid Blodszun, Dipl.-Ing. Wolfgang E. Schlegel, Ing. Monika Tank

Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

Anzeigenannahme

Für DDR-Anzeigen
DEWAG-WERBUNG BERLIN, DDR – 1054 Berlin, Wilhelm-Pieck-Str. 49 und alle DEWAG-Zweigstellen, Anzeigenpreisliste Nr. 4

Für Auslandsanzeigen
Interwerbung, DDR – 104 Berlin, Tucholskystr. 40

Druck:
Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat. Einzelheft 2,00 M

Redaktionsbeirat:

Ing. H. Bauermeister, Dipl.-Ing. H. Bergmann, Ing. E. Bottke, Dr. rer. nat. H.-J. Fischer, Dipl.-Ing. D. Henkel, H. Kreuzberger, H. Kühne, Ing. D. Pratsch, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Dipl.-Ing. E. Schoppnies, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetërore Tregetimit te Librit, Tirana, Rruga Konference e Pezes

Volksrepublik Bulgarien: Direktion R.E.P., Sofia, 11 a Rue Paris

Volksrepublik China: Waiwen Shudian. P.O.B. 88, Peking (China)

Volksrepublik Polen: PKWZ Ruch, Warszawa, Wronia 23

S. R. Rumänien: Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei Palatul Administrativ C.F.R. Bukarest

ČSSR: ARTIA-Außenhandelsunternehmen. Ve Smečkách 30, Praha 2, dovoz tisku (obchodni skubina 13); Poštovni novinová služba – dovoz tlače, Leningradská ul. 14, Bratislava; Poštovni novinová služba – Praha 2. Vinohrady, Vinohradska – 46 dovoz tisku

UdSSR: Die städtischen Abteilungen von „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen

Ungarische Volksrepublik: Posta Központi Hirlapiroda Budapest V, József Nador ter 1

BRD: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag

Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Westberlin: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14

rfe-Nachrichten

▼ **Zwei neue Fernsehhilfsstationen** für das I. Programm des DDR-Fernsehens wurden in Betrieb genommen,

1. in Ziegenhain (Bezirk Dresden)
   Sendefrequenz: Kanal 11
   Polarisation der Sendeantenne: horizontal
2. in Cossebaude (Bezirk Dresden)
   Sendefrequenz: Kanal 12
   Polarisation der Sendeantenne: vertikal.

▼ V-ATE (vertical anisotropic etch)-Verfahren heißt **eine neue Methode zur Herstellung bipolarer Halbleiterspeicher** mit einer Zugriffszeit von 35 ns, einer Leistungsaufnahme von 400 mW und einer Speicherkapazität von 1024 Bit. Diese Kombination von hoher Speicherdichte und geringer Zugriffszeit wird durch eine Verringerung der Chipfläche erreicht, die zur Isolation der aktiven Gebiete notwendig ist. Das neue Verfahren wird durch die Verwendung von Luft als Isolationsmittel in kleinen luftgefüllten Nuten auf dem Chip gekennzeichnet. Damit kann die Chipfläche auf etwa $^1/_{10}$ der Fläche herkömmlicher bipolarer Chips verringert werden, bei denen Transistoren durch teure p-Gebiete voneinander isoliert werden. Weiterhin konnte bei dem neuen Verfahren durch ein Präzisionsätzen die zum Aufbau hochohmiger Widerstandsschichten benötigte Fläche verringert werden. Entwicklungsfirma: Raytheon.

▼ **Eine auf die Oberfläche der aktiven Gebiete von Bauelementen aufgeschmolzene Glasschicht** bewirkt einen sehr wirksamen thermischen und mechanischen Schutz gegen alle äußeren Einflüsse. Weiterhin werden die elektrischen Daten des betreffenden Bauelements sehr stabil gehalten. Ein Beispiel für die neue Methode bildet eine Reihe neuer Triacs, die sich auch als ungekapselte Chips zum Aufbau von Hybridschaltungen eignen. Die Bauelemente werden für Effektivströme von 2···10 A und für Nennspannungen bis 600 V geliefert. Hersteller: Raytheon-TAG.

▼ **Ultraschnelle Rechner** lassen sich möglicherweise mit Hilfe von Josephson-Elementen aufbauen. Zur Zeit wurde mit logischen Schaltungen bzw. Speichern, denen der Josephson-Effekt zugrunde liegt, eine Schaltzeit von 85 ps erzielt. Einer raschen Entwicklung steht jedoch die Tatsache entgegen, daß derartige Schalt- und Speicherelemente auf der Supraleitfähigkeit basieren und tiefe Temperaturen erfordern.

▼ **Die Entwicklung optoelektronischer Systeme für eine Massenfertigung** erfordert ökonomische Lösungen sowohl für die optischen Bestandteile als auch für die gesamte Elektronik. Bisher war Glas das vorherrschende optische Material, das durch seine Verarbeitung jedoch nur relativ Lösungen gestattete. Eine Neuerung stellt auf dem Gebiet der Optoelektronik der Einsatz von Kunststoffen anstelle von Glas dar. Gespritzte optische Einrichtungen aus Kunststoff brauchen z. B. nicht poliert zu werden und ergeben somit Kosteneinsparungen von 50···90 %. Andere Vorteile sind die geringe Masse, die große Bruchsicherheit und Flexibilität in der Gestaltung der optischen Bauelemente. Weiterhin können Montagehilfen und Abstandelemente als Zubehör der Kunststoffoptik während desselben Herstellungsvorgangs mit produziert werden. Die geeignetsten Kunststoffmaterialien sind z. Z. Acryle, Polystyrol und Polykarbonat. Durch geeignete Überzüge können die Reflexionseigenschaften der optischen Bauteile verändert werden. Den Hauptnachteil beim Einsatz von Kunststoffen in der Optoelektronik stellt die geringe Wärmefestigkeit der verwendeten Kunststoffmaterialien dar, er kann jedoch durch eine richtige Materialauswahl oder durch eine entspechende Formgebung überwunden werden.

▼ **Operationsverstärker, die ein geringes Rauschen aufweisen und insbesondere frei vom sogenannten Popcorn-Rauschen sind,** eignen sich vorteilhaft für rauscharme Komparatoren, Integratoren und Differentiatoren, für Summier- und Gleichspannungsverstärker, Multivibratoren und Schmalband- und Bandpaßverstärker. Unter dem sog. Popcorn-Rauschen versteht man statistisch verteilte, rechteckförmige Impulse oder Bursts von unterschiedlicher Dauer, die am Verstärkerausgang auftreten und der eigentlichen Rauschspannung unterlagert sind. Ein derartiger rauscharmer Operationsverstärker wurde unter der Bezeichnung CA 6741 T von der Firma RCA entwickelt und besitzt eine Leerlaufverstärkung von minimal 94 dB.

▼ **Geätzte bzw. gedruckte Spulen** hatten bisher den Nachteil, daß sich nur niedrige Induktivitäten und große Toleranzen realisieren ließen. Nach einem neuen Ätzverfahren ist es nun möglich, sehr feine Leiter mit geringem Abstand reproduzierbar herzustellen. Leiterbreiten von nur 0,18 mm Breite lassen sich ökonomisch realisieren. Das Verfahren geht von einem beiderseitig mit Kupfer beschichteten Polyesterstreifen aus, auf dessen beide Seiten miteinander verbundene Spiralen geätzt werden. Der Streifen wird dann harmonikaartig gefaltet und nach dem Einlegen von Isolierstoff in die senkrecht gefluchteten Spiralen montiert. Überflüssiges Material wird von der Mitte und den Kanten entfernt. Die Spule ist dann fertig für den Einbau in einen Topfkern. Die nach diesem Verfahren hergestellten Spulen bestehen aus einer Reihe gleichartiger Spiralen, wobei jede eine genau bestimmbare endliche Induktivität, Streuinduktivität und Eigenkapazität aufweist. Die fertige Spule ist die Summe dieser Parameter und kann deshalb in der Fertigung genau kontrolliert werden. Typische Anwendungen im Bereich von 0,5···30 MHz sind Induktivitäten bis zu 100 μH mit Q-Werten von 80···120. Entwicklungsfirma: Plessey.

▼ **Ein neuer polnischer Hybridrechner** ist mit integrierten Schaltkreisen aufgebaut und vereinigt die Arbeitsweise des Analogrechners mit der Geschwindigkeit und Genauigkeit des Digitalrechners in sich.
Dieser Erfolg der polnischen Wissenschaftler ist deshalb beachtlich, weil damit gleichzeitig zahlreiche technische und technologische Probleme bei der Konstruktion von Rechnern unter Berücksichtigung des landeseigenen Industriepotentials gelöst wurden. Die ersten in Polen hergestellten Hybridrechner werden in wissenschaftlichen Forschungsstellen des Landes verwendet.

▼ **Zum Montieren und Einlöten von Bauelementen auf Leiterplatten** dienen Lötrahmen, auf die sich Leiterplatten verschiedener Größe mit Hilfe genuteter Führungsschienen einspannen lassen. Dabei wird zuerst die Bestückungsseite nach oben geschwenkt, die Bauelemente werden eingesteckt und eine Andruckplatte mit Schaumgummibelag wird aufgelegt und verriegelt. Die Bauelemente sitzen dadurch unverrückbar fest. Dann wird der Halterahmen um 180° geschwenkt. Nunmehr können die Bauelemente verlötet und die Drahtenden abgeschnitten werden. Die Vorrichtung ermöglicht einen sehr rationellen Arbeitsablauf. Entwicklungsfirma: Werner Bauer, Heilbronn.

Nationalpreis der DDR II. Klasse für Wissenschaft und Technik

Für seinen Anteil an der Entwicklung eines neuartigen Bauelementes zur Darstellung von Ziffern und Zeichen durch Ausnutzung der elektro-optischen Eigenschaften von Flüssigkristallen
an das Kollektiv „Flüssigkristalle"

Diplomphysiker **Manfred Biermann**, Abteilungsleiter im VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin; Diplomphysiker **Bernd Brauer**, Wissenschaftlicher Mitarbeiter im VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin; Dr. rer. nat. habil. **Dietrich Demus**, Wissenschaftlicher Oberassistent an der Sektion Chemie der Martin-Luther-Universität Halle-Wittenberg; Diplomphysiker **Roland Geßner**, Abteilungsleiter im Bereich Forschung und Entwicklung des VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin; **Siegfried Patzek**, Labormechaniker im Bereich Forschung und Entwicklung des VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin; Prof. Dr. sc. rer. nat. **Horst Sackmann**, Ordentlicher Professor für physikalische Chemie an der Sektion Chemie der Martin-Luther-Universität Halle-Wittenberg; Prof. Dr. sc. rer. nat. **Hermann Schubert**, Ordentlicher Professor für anorganische Chemie und stellvertretender Direktor für Forschung an der Sektion Chemie der Martin-Luther-Universität Halle-Wittenberg.

Für seinen Anteil an der Entwicklung, Überleitung und Fertigung modernster technologischer Produktionsanlagen für die elektronische Bauelementeindustrie
an das Kollektiv „Entwicklung und Produktion von technologischen Ausrüstungen zur Herstellung von Festkörperschaltkreisen" des VEB Elektromat Dresden

Dipl.-Ing **Helmut Beyer**, Bereichsleiter; **Ottokar Hanstein**, Elektromechaniker, **Christian Krieg**, Einsteller; Dipl.-Ing.-Ök. **Volkmar Kühn**, Abteilungsleiter; **Klaus Saalfrank**, Produktionslenker; Ing. **Hans-Heinrich Scharwey**, Direktor für Forschung und Entwicklung

Nationalpreis der DDR III. Klasse für Wissenschaft und Technik

Für seinen Anteil an der kurzfristigen Entwicklung und Überleitung der Prozeßrechnerfamilie R 4000 und der dazugehörigen maschinenorientierten Systemunterlagen als wichtiges Mittel zur Rationalisierung technologischer Prozesse

an das Kollektiv „Konzipierung, Entwicklung und Überleitung der elektronischen Rechentechnik zur automatisierten Produktionssteuerung" des VEB Kombinat Robotron

Dipl.-Ing. **Peter Burkhardt**, Hauptabteilungsleiter; Dipl.-Ing. **Horst Giebler**, Fachbereichsleiter; Dipl.-Ing. **Siegfried Junge**, Abteilungsleiter; **Herbert Kühne**, Meister; Dipl.-Ing. **Herbert Willem**, Fachgebietsdirektor

Internationale Konferenz für Festkörperschaltkreise (ISSCC) in Philadelphia

Das Programm der ISSCC in Philadelphia (USA) vom Februar 1972 bot trotz der gegenwärtig reduzierten F/E-Mittel in den USA die größte Zahl der Vorträge. 25% der gehaltenen Vorträge waren Überseebeiträge und gaben somit einen Einblick in die Entwicklung neuer ausländischer Verfahren und Technologien.

Viele sich neu entwickelnde Gebiete basieren auf den letzten Veröffentlichungen. Ein bemerkenswertes Beispiel sind die optischen Schaltkreise und Sensoren. Die integrierten Optiken, die dem Trend der ISS und Mikrowellenakustik folgen, sind experimentell durchführbar geworden und für zukünftige optische Verfahrenssysteme potentiell wichtig. Die angewandte Technik beruht auf optisch gesteuerten Wellen, ähnlich dem Prinzip der optischen Faserübertragung. Das Endziel dieser Technologie ist die Verwirklichung der enormen Datenverarbeitungsfähigkeit von optischen Signal-Pozeßsystemen mit der dargestellten Wirtschaftlichkeit und Zuverlässigkeit der planaren fotolithografischen Technologie.

Mit neuen Entwicklungen der MOS-Bucket Brigade (BBD, Eimerkettenbauelemente) und ladungsgekoppeler Bauelemente (CCD) befaßte sich ein Vortrag über Charge-Transfer-Bauelemente. Die MOS-BBD-Technologie gestattet die Entwicklung einer neuen Klasse der Festkörperbauelemente von großer potentieller Bedeutung. Die CCDs bieten die Möglichkeit der Bearbeitung von Analogsignalen, während sie die Steuerungsfähigkeit der digitalen Schaltkreise haben. Als Anwendungen wurden genannt: Schieberegister (CCDs), Analog-Verzögerungsleitungen (CCDs und BBDs) sowie analoge angepaßte Filter (BBDs).

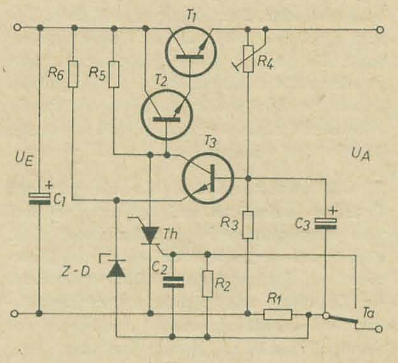
Mikrowellen-Halbleiterbauelemente wie Transistoren und Dioden (Gunn und Impatt) für Hochleistungserzeugung und -verstärkung und niedrige Rausch-GaAs-FETs wurden in mehreren Vorträgen behandelt.

Es wurde auch über Kombinationen der verbesserten Mikrowellen-Festkörperverfahren informiert, die für hohe Leistungsoperationen und niedriges Rauschen durch Anwendung von Gunnbauelementen mit nachfolgenden Impatt-Leistungsverstärkern entwikkelt wurden. Weitere Vortragsthemen waren: neueste Entwicklungen bei MOS und bipolaren Speichern. Auf große Schaltgeschwindigkeit und geringe Kosten bei Halbleiterspeichern wurde ebenfalls besonderer Wert gelegt.

Elektronisch gesicherte Serien-Stabilisierungsschaltung

Die üblichen Serien-Stabilisierungsschaltungen sind vom Prinzip her nicht kurzschlußfest. Damit ist das Stellglied gefährdet. Als Schutz kommt nur eine Sicherung in Betracht, die extrem schnell anspricht. Sie schützt dann sowohl Stelltransistor als auch Lastschaltung vor Überlastung.

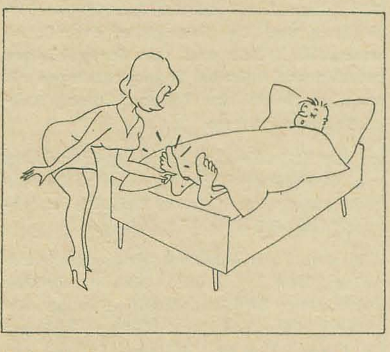
Das Schaltbeispiel (Bild) zeigt, wie eine übliche in ihrer Wirkungsweise bekannte Serien-Stabilisierungsschaltung durch eine Thyristortetrode vor Überlastung geschützt werden kann. Der Spannungsabfall an einem zusätzlich eingeführten Serienwiderstand R_1 wird zur katodenseitigen Steuerung der Tetrode Th benutzt. Wird ein von der Zündkennlinie abhängiger Spannungsabfall überschritten, wird Th leitend und das Stellglied gesperrt. Dieser Zustand bleibt erhalten, bis durch Umschalten der Taste der



Laststrom unterbrochen und damit die Tetrode gelöscht wird. Die Schaltung ist dann wieder betriebsbereit.

Die Ausgangsspannung läßt sich an R_4 einstellen. Der für die Ansteuerung der Tetrode vorgesehene Widerstand R_1 bewirkt außerdem eine Störgrößenaufschaltung zur Reduzierung des Innenwiderstandes der Schaltung. Ein komplementärer Aufbau ist bei Beachtung aller Vertauschungen (anodenseitige Steuerung der Tetrode!) möglich. Der Ersatz der Tetrode durch einen einfachen Thyristor ist dann jedoch nicht mehr möglich. Einen Ausweg bietet auf jeden Fall, auch bei nicht verfügbarer Tetrode bzw. Thyristor, die Thyristor-Ersatzschaltung.

Literatur: Schaltbeispiele mit diskreten Halbleiterbauelementen, Ausgabe 1972/1, Intermetall



Prüfstelle *Zeichnung: H. Kühn*

Die Schaltbilder sowjetischer Konsumgüterelektronikgeräte

Immer wieder werden wir nach Schaltbildern sowjetischer Konsumgüterelektronikgeräte gefragt. Im Heft 16 (1967) halfen wir unseren Lesern bereits einmal, indem wir die Veröffentlichungen derartiger Stromlaufpläne in der sowjetischen Zeitschrift „Radio" zusammenstellten. Wir schließen an die damalige Tafel an und hoffen, mit den folgenden Angaben Besitzern und Reparateuren derartiger Geräte helfen zu können.

Zeitschrift „RADIO" (РАДИО), Moskau
Jahrgang 1967 (Fortsetzung)

Taschenempfänger „Orljonok"[1]
H. 6, S. 24–26
Reisesuper „Riga 301"
H. 7, S. 17–21 und 2. Mittelseite
Stereo-Schallplattentruhe „Sinfonia 2"
H. 8, S. 31–34
Taschenempfänger „Etjüd"
H. 9, S. 20–22
Autosuper „AT 66"
H. 9, S. 28–30 und 3. Mittelseite
Magnettongerät „Tschaika 66"
H. 10, S. 46–48, 3. Mittelseite
Rundfunk-Magnettongerät „Minija 4"
H. 10, S. 49–52, 4. Umschlagseite
Kofferfernsehempfänger „Turist"
H. 11, S. 21–24 und 30
Stereo-Rundfunkgerät „Riga 201"
H. 11, S. 25–30, 2. und 3. Mittelseite
Magnettongerät „Mrja"
H. 11, S. 31, 37 und 1. Mittelseite
Reisesuper (Amateurempfänger)
H. 11, S. 47–49 und 3. Umschlagseite

Jahrgang 1968

Reisesuper „Meridian" [2]
H. 1, S. 49–51 und 4. Mittelseite
Reise-Fono-Empfänger „Mrja"
H. 2, S. 25–28
Magnettongerät „Romantik"
H. 3, S. 33–35
Rundfunk-Fonogerät „Ural 5"
H. 8, S. 38–40
Reisesuper „Sokol 4"[3]
H. 11, S. 44–47 und 4. Umschlagseite
Magnettongerät „Jausa 6"
H. 12, S. 22–24

Jahrgang 1969

Reisesuper „VEF 12"
H. 1, S. 53 u. 54 und H. 2, S. 41–43
Reisesuper „Orbita"
H. 4, S. 38–42 und 4. Umschlagseite[4]
Rundfunk-Fonogerät „Jolanta"
H. 5, S. 31–33
Magnettongerät „Ajdas-9 M"
H. 6, S. 30–33
Magnettongerät „Sonata-1"
H. 7, S. 46–48 und 3. Mittelseite
Autosuper „Ural-Auto"
H. 8, S. 39–43
Tonbandgerät „Nota"
H. 8, S. 44 und 45
Rundfunk-Fonogerät „Bjelarus-103"
H. 10, S. 31–34
Taschenempfänger „Etjüd"
H. 12, S. 49–51

Jahrgang 1970

Reisesuper „Gjala"
H. 1, S. 30, 31 und 4. Umschlagseite
Magnettongerät „Dajna"
H. 2, S. 33–35 und 4. Mittelseite
UHF-Fernsehkonverter „P-SK-D-3"
H. 2, S. 43 u. 44.
UKW-Taschenempfänger „Lutsch"
H. 4, S. 21–23
Stereo-Rundfunkgerät
H. 5, S. 37–39 und H. 7, S. 46–48 und 3. Umschlagseite
Magnettongerät „Dniepr-14 A"
H. 6, S. 40 u. 41
Autosuper „Turist"
H. 8, S. 32 u. 33
Rundfunk-Fonogerät „Sirius-308"
H. 10, S. 33 u. 34
Rundfunk-Fonogerät „Ural 110"
H. 11, S. 32–35
Reiseempfänger „Selga 402"
H. 12, S. 15, 16 und 1. Mittelseite

Jahrgang 1971

Autosuper „A-370" und „A-370 M"
H. 1, S. 17 u. 18
Reiseempfänger „Nejwa-M"
H. 3, S. 29, 30 und 3. Mittelseite
Reiseempfänger „Okean"
H. 5, S. 38–41, 43 und H. 6, S. 32–36
Rundfunk-Fonogerät „Rigonda 102"
H. 7, S. 31–34
Rundfunk-Fonogerät „Romantika 104-Stereo"
H. 8, S. 31–34 und H. 9, S. 32–34
Autosuper „A-324"
H. 11, S. 24 u. 25

[1]) auch in „radio fernsehen elektronik" 19 (1970) H. 2, S. 65 u. 66

[2]) auch in „radio fernsehen elektronik" 18 (1969), H. 8, S. 245–247

[3]) auch in „radio fernsehen elektronik" 20 (1971) H. 5, S. 168 u. 169

[4]) auch in „radio und fernsehen" 15 (1966) H. 22, S. 683 u. 684

radio fernsehen elektronik

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN · TRÄGER DES ORDENS BANNER DER ARBEIT · 21. JAHRGANG · 1. NOVEMBERHEFT 21·72

Standard-Interface für das ESMP

Dipl.-Ing. W. KÖTITZ

Mitteilung aus dem VEB Meßelektronik „Otto Schön", Dresden

Das einheitliche System der Meß- und Prüfautomatisierung (ESMP) wurde zwecks Automatisierung und Rationalisierung der Meß- und Prüfvorgänge bei der Entwicklung und Fertigung elektronischer Geräte und Bauelemente konzipiert. Das System enthält Meßgeräte zur programmierbaren bzw. automatischen Messung, die als periphere problemorientierte Funktionseinheiten mit einer zentralen Steuerung über standardisierte Schnittstellen zusammenarbeiten. Die folgenden Ausführungen beziehen sich auf den digitalen Datentransfer zwischen der zentralen Steuerung – vorzugsweise einem Kleinsteuerrechner – und den Funktionseinheiten, die über einen Prüflingsadapter dem Prüfling beim Prüfprozeß Signale zuführen, Nachbildungen und Belastungen anschalten und vom Prüfling Signale abnehmen.

Literatur

[1] Kurtze, P. und Gottschall, W.: Stand und Entwicklungstendenzen der Interfaces der elektronischen Meßtechnik. radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 3, S. 73–78

[2] Tempel, I. A.: Is t.t.l. really superior to d.t.l.? Electronic Engineering (1970) Sept., S. 70–75

[3] ESEG-Richtlinie: Standard-Interface 2.2, ESEG 000.053

Realisierung des Anschlusses an SI 2.2

Für die Realisierung des Anschlusses elektronischer Meßgeräte an das ESEG-Standard-Interface SI 2.2 wurde mit dem Standard-Interface für Meßtechnik (SIM 101) eine Typenreihe von 95 mm × 170 mm großen Karteneinschüben mit 58poligen indirekten Steckverbindern geschaffen. Die Karteneinschübe sind mit integrierten Transistor-Transistor-Logik-Schaltungen (TTL) der Baureihe D 100 des VEB Kombinat Halbleiterwerk Frankfurt/O. bestückt. Das SIM 101 ermöglicht die Zusammenarbeit von Funktionseinheiten mit Hilfe von Blocksteuerungen über eine Zentrale im adressierten Linienverkehr [1]. Solche Systeme werden vorteilhaft dann eingesetzt, wenn

- umfangreiche Steuerungsaufgaben zu lösen sind
- größere Datenmengen aus- und einzugeben sind
- umfangreiche Meßwertverarbeitung erforderlich ist
- Flexibilität und Ausbaufähigkeit des Systems erforderlich ist, was auch die Anwendung für mittlere bis kleine Meßplätze rechtfertigt.

Die Leiterkartenabmessungen wurden unter Berücksichtigung der Einschubabmessungen im ESEG-System gewählt. Die Verwendung der Karteneinschübe des SIM 101 ist auch bei 120 mm hohen Gestelleinschüben möglich. Darüber hinaus ergab sich durch geeignete Aufteilung der nach SI 2.2 geforderten logischen Funktionen auf einzelne Funktionseinheiten, jeweils in Form der Karteneinschübe, ein Bausteinsystem, das sehr günstige Bedingungen für die Anpassung an den jeweiligen Informationsumfang des spezifischen Gestelleinschubs – z. B. ein elektronisches Meßgerät – ermöglicht. Ein Gestelleinschub mit SI 2.2 Anschlußmöglichkeit ist im Sinne des SI 2.2 ein Block. Dabei hat jeder Gestelleinschub die gleiche Steckverbinderanordnung, unabhängig vom Informationsumfang für Datenaus- und/oder -eingabe.

60-m-Bereich, „Fall a"

Zunächst muß auf die Schnittstelle der Zentrale, das ist z. B. bei den Rechnersystemen PRS 4000 oder KRS 4200 die Anschlußsteuerung AS 3 nach SI 2.2 „Fall a", eine Aufschaltung mit BUS-Leitungen erfolgen. Zwischen der AS 3 und einem abgesetzten Einschub, der die Karteneinschübe Kabelsender KKS und Kabelempfänger KKE enthält, können Entfernungen bis zu 60 m überbrückt werden. Ein Karteneinschub umfaßt jeweils acht Kabelsender bzw. acht Kabelempfänger (Bild 1).

Um störsichere Bedingungen zu realisieren, weisen Kabelsender nach SI 2.2 in Richtung dieser BUS-Leitungen (d. h. ausgangsseitig) mit diskreten Transistoren bestückte Emitterfolger auf. Kabelempfänger nach SI 2.2 haben Transistoreingänge und Schaltungskonfigurationen mit Triggereigenschaften.

3-m-Bereich „Fall b"

Die Kabelsender sind eingangsseitig, die Kabelempfänger ausgangsseitig mit BUS-Leitungen SI 2.2, „Fall b", mit Längen $l \leq 3$ m verbunden. Im ESMP sind diese Leitungen (Fall b) im Einschub so durchgeschleift, daß einerseits jeder Einschub über Bandkabel mit 32poligen Steckverbindern nach TGL 200-3603 mit einem vorhergehenden und einem nachfolgenden Einschub verbunden werden kann, andererseits die nach SI 2.2 vorgeschriebene Länge der Stichleitungen ($l \leq 8$ cm) am 3 m langen Datenweg in Form von Leitungen auf den Karteneinschüben nicht überschritten wird. Die Leitungslänge im Einschub bis zum Kartenplatz vermindert die effektive Leitungslänge außerhalb der Einschübe. Manche Systeme verwenden deshalb Pufferung der BUS-Leitungen in jedem Einschub, was zu merklichen Laufzeiten führt. Weiter ist Pufferung und Verlängerung eines 3-m-Bereiches mit TTL-Schaltkreisen im Signalweg nach jeweils mehreren Einschüben möglich. Die wiederholte Verwendung zahlreicher Kabelsender und Kabelempfänger ist aufwendiger. Für die 3 m langen BUS-Leitungen des SI 2.2 sind zusätzliche Abschlußwiderstände vorgeschrieben.

Das Interfacekabel besteht aus einer Anordnung von vier Kabeln, die jeweils aus 16 Leitungspaaren (Signalleitungen und mitgeführte Commonleitungen) bestehen. Im Fall a wird dafür

- FM-Mantelleitung My (St) Y 16 × 2 × 0,5, TGL 21 806

im Fall b

- Bandleitung Typ BY 40 × 0,3

und innerhalb der Einschübe verdrillte Schaltleitung verwendet.

Unmittelbar neben den Steckverbindern der Karteneinschübe werden die Commonleitungen auf Massekämme geführt (Wickeltechnik). Für die Stichleitungen wirkt dann als Common speziell die auf Massepotential liegende großflächige Grundkaschierung der doppelt kaschierten Leiterplatten.

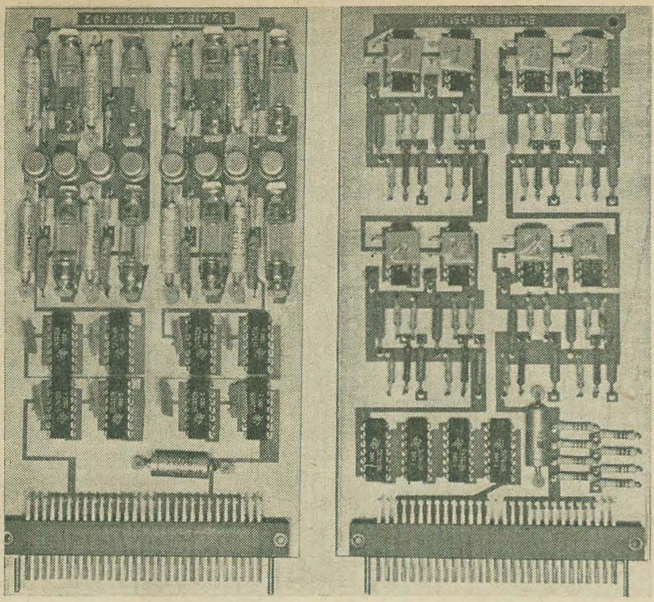


Bild 1: Karteneinschübe Kabelsender (links) und Kabelempfänger (rechts)

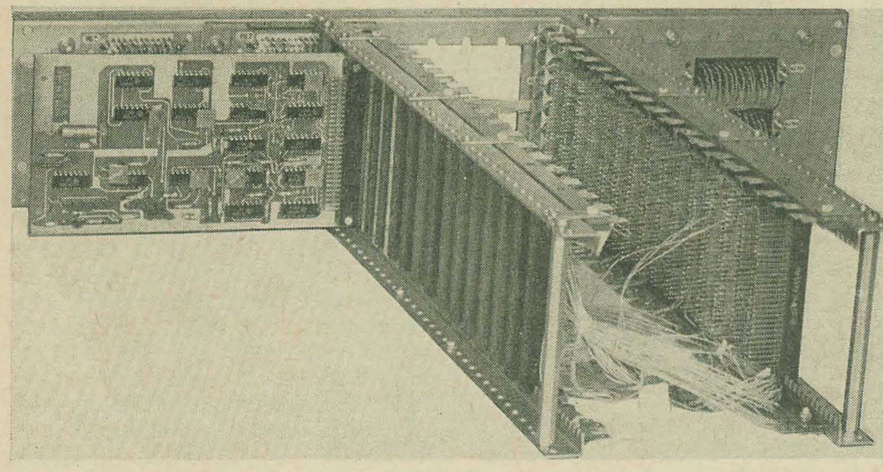


Bild 3: Anordnung von Interface-Karteneinschüben in einem Gestelleinschub (Frontplatte und Seitenstreben entfernt). Im Bild ist die BSL zu sehen

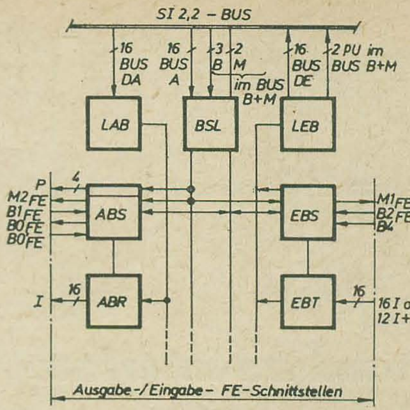
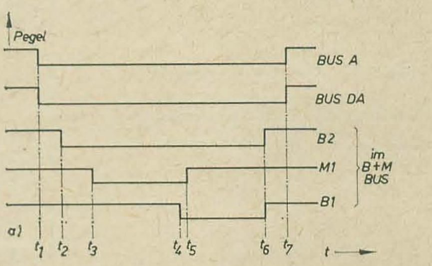


Bild 2: Beispiel für Ausgabe und Eingabe



Tetrade	3				2				1				0			
b) Bit	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0

Bild 4: a) Signalspiel an der SI 2.2-Schnittstelle des Blocks bei Ausgabe, b) Bit-Anordnung für Datenwort und Adreßwort

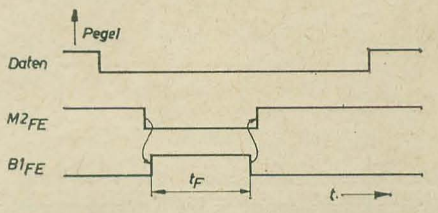


Bild 5: Signalspiel an der Schnittstelle zur Funktionseinheit bei Datenausgabe

Damit ergibt sich eine Masseebene für den einzelnen Leiterzug. Hochfrequente Störungen auf den Leiterbahnen werden zur Grundkaschierung kapazitiv abgeleitet, und Überkopplungen von Leiterbahn zu Leiterbahn werden durch kapazitive Spannungsteilung vermindert. Diese und andere für den Einsatz von TTL-Schaltkreisen wichtigen Gesichtspunkte [2] wurden durchweg beim Leiterkartenentwurf zugrunde gelegt, weil es zweckmäßig erschien, dort hohe Störsicherheiten anzustreben, wo der Aufwand bei späterer Fertigung unbedeutend ist. Neben diesen rein elektrischen Dimensionierungsfragen wurden beim Leiterkartenentwurf insbesondere die Festlegungen nach TGL 25 016 berücksichtigt. Die Leiterkarten entsprechen der dort definierten Schwierigkeitskategorie IV.

Anordnung der Karteneinschübe im Block

Als Entwicklungsergebnis liegen z. Z. die in Tafel 1 aufgeführten Karteneinschübe vor. Die Karteneinschübe für die Realisierung eines Blocks werden je nach Bedarf z. B. entsprechend Bild 2 gewählt. Die Blocksteuerung wird immer benötigt. Welche Karteneinschübe weiter zur Anwendung kommen, hängt vom jeweiligen Einzelfall ab, d.h. davon, ob Ausgabe und/oder Eingabe von Informationen erfolgt und welche Anzahl Worte zu 16 Bit erforderlich ist. In den Applikationshinweisen für das SIM 101 sind entsprechende optimale Varianten angegeben. In der elektronischen Meßtechnik sind Anwendungsfälle häufig, bei denen nur geringe Wortzahlen für Ausgabe oder Eingabe erforderlich sind. So werden bei programmierbaren Quellen für Gleichgrößen Spannung und Strom 1 bis 2 Worte für Datenausgabe benötigt. In Einzelfällen, z. B. bei programmierbaren Impulsgeneratoren und Frequenzsynthesegeneratoren, wird ein erheblich größerer Bitbedarf zur Programmierung erforderlich.

Die Anordnung der Karteneinschübe in einem Einschub kann z. B. nach Bild 3 erfolgen, wobei dann die Anordnung der Karteneinschübe LEB, BSL, LAB mit Rücksicht auf kurze Leitungsführung ganz hinten links im Einschub erfolgen muß. An der Rückseite des Einschubes sind hier die 32poligen Steckverbinder für das Interfacekabel angebracht. Auf diese werden die obengenannten Bandkabel aufgesteckt, um den Einschub an den SI 2.2 – BUS anzuschließen.

Ein 120 mm hoher Gestelleinschub enthält bis zu 30 Einbauplätze, in denen die einzelnen Karteneinschübe untergebracht werden können.

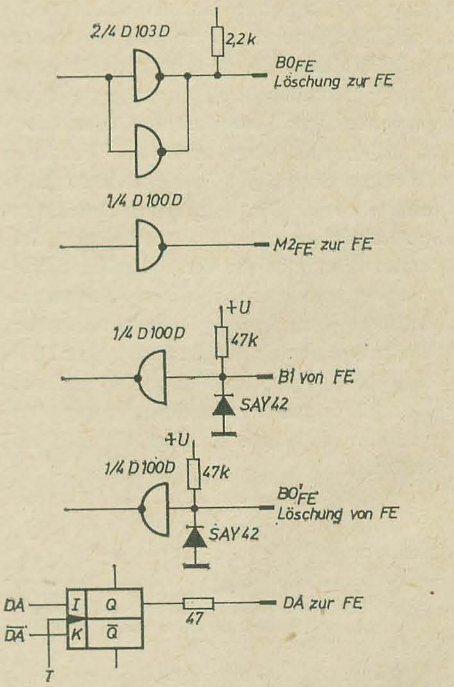


Bild 6: Ausgänge für $M2_{FE}$, Daten und Löschung und Eingänge für $B1_{FE}$ und Löschung an der FE-Schnittstelle

Tafel 1: Interface-Karteneinschubtypen

Benennung im SI 2.2	Benennung für Schaltungsrealisierung SI 2.2 – SIM 101
BSL Blocksteuerung Linienverkehr	BSL Blocksteuerung Linienverkehr
	LAB Leitungsverstärker Ausgabe, Fall b
	LEB Leitungsverstärker Eingabe, Fall b
AB Ausgabebaugruppe für 16 Bit-Wort	ABS Ausgabebaugruppe-Steuerung
	ABR Ausgabebaugruppe-Register
EB Eingabebaugruppe für 16 Bit-Wort	EBS Eingabebaugruppe-Steuerung
	EBT Eingabebaugruppe-Torung
Kabelsender	KKS Karteneinschub-Kabelsender (8 Kabelsender/Karte)
Kabelempfänger	KKE Karteneinschub-Kabelempfänger (8 Kabelempfänger/Karte)

Signale der SI 2.2 – Schnittstelle

Die Gesamtheit der im SI 2.2 festgelegten Bedingungen sichert softwaremäßig und hardwaremäßig den Informationsaustausch an der SI 2.2-Schnittstelle des Blocks mit einer Transferrate von 40 kW/s; dabei werden Signallaufzeiten und Einschwingvorgänge auf den Leitungen berücksichtigt. Ein Übertragungszyklus beinhaltet (vgl. Bild 4a):

t_1 Adressen- und Datensignale treffen am Block ein

t_2 verzögert abgegebenes Befehlssignal B 2 trifft ein; B 2 und Adresse starten den Funktionsablauf

t_3 Block meldet mit M 1 erfolgte Datenübernahme

t_4 B 1 trifft am Block ein (B 1 wurde von Zentrale nach Eintreffen von M 1 abgegeben)

t_5 B 1 setzt im Block M 1 zurück

t_6 Rücknahme von B 1 und B 2, wenn Zentrale das Rücksetzen von M 1 festgestellt hat

t_7 Adresse und Datensignale werden verzögert von Zentrale zurückgenommen

Datenwort und Adreßwort bestehen jeweils aus vier Tetraden mit Bit-Anordnung nach Bild 4b. Für das Datenwort sind folgende Verschlüsselungen zugelassen:

- BCD-8-4-2-1-Kode
- $\binom{n}{1}$-Kode
- 7-Bit-Kode nach TGL 23 207
- duale Zuordnung sowie Belegung mit 16 voneinander unabhängigen Signalen

Im Adreßwort kann die Tetrade 0 bei Ausgabe mit Daten belegt werden, während die übrigen Tetraden für die Adressierung vorgesehen sind. Einzelheiten der Adressenstruktur sind im SI 2.2 festgelegt.

Signale der Funktionseinheiten-Schnittstelle

Die Schnittstelle zur Funktionseinheit befindet sich für die obengenannten Fälle mit geringerem Informationsumfang z. B. als interne Schnittstelle im Einschub selbst. Über diese Schnittstelle gehen die im Logikplan SI 2.2 (Blatt 5, Seite 5) angegebenen B- und M-Signale nach SI 1.2. Ferner sind vorgesehen:
Für Dateneingabe TTL-NAND-Eingänge mit Lastfaktor $F_{LE} = 1$. Für die Datenausgabe (vgl. Bild 6) Ausgänge von JK-Flip-Flops mit 47-Ω-Widerständen in Reihe zum Signalweg (zur Verminderung von Reflexionserscheinungen).
In dieser Ausführungsform können Leitungen bis zu 50 cm Länge innerhalb eines Einschubes zur Anwendung kommen, dabei ist negative Logikzuordnung gewählt. Große Leitungslängen nach SI 1.2 erfordern Pufferung jeder Ausgangsleitung; auch andere Logikzuordnung ist möglich.
Die Karteneinschübe weisen einige Besonderheiten auf, die im Interesse eines breiten Anwendungsbereiches ohne wesentlichen Aufwand Variationsmöglichkeiten zulassen. So kann z. B. das Startsignal (M 2_{FE}) für die Funktionseinheit (Bild 5) benutzt werden und wahlweise mit oder ohne Fertigmeldung (B 1_{FE}) von der Funktionseinheit nach Ablauf der Funktionsdauer (T_F) – wählbar über Lötpunktprogrammierung – gearbeitet werden. Weiter ist z. B. vorgesehen, daß das Register mit einem Löschsignal auch von der Funktionseinheit aus gelöscht werden kann.

Weitere Anwendungen

Die in Form von ESEG-Gestelleinschüben konzipierten Geräte des ESMP und die Interface-Karteneinschübe SIM 101 sind über die Anwendung im Bereich elektronischer Labors und Prüffelder hinaus für zahlreiche weitere Einsatzgebiete geeignet. Die Verwendung von Interface-Karteneinschüben ermöglicht gegebenenfalls dem Anwender selbst relativ einfach den Entwurf und Aufbau von Gestelleinschüben für spezielle problemorientierte Einsatzfälle, die erforderlichenfalls mit vorhandenen Gestelleinschüben des ESMP systemgerecht kombiniert werden können.

Informationssignal- und Steuersignal-Prüfsystem

Ing. HEINZ KAMPE

Im Entwicklungs- und Fertigungsablauf elektronischer Geräte spielt die Prüfung des Signalsystems eine dominierende Rolle. Da sie sehr aufwendig ist, bedeutet ihre Automatisierung eine wesentliche Entlastung des ingenieurtechnischen Personals. Die Hauptbestandteile des Signalsystems elektronischer Geräte sind die binären Informations- und Steuersignale, für deren Prüfung das hier vorgestellte und in Bild 1 abgebildete Prüfsystem entwickelt wurde.

Das Informationssignal-Prüfgerät

Allgemeine Aufgabenstellung

Als Informationssignale werden solche Signale bezeichnet, die die von einer Funktionseinheit zu verarbeitenden Informationen enthalten (z. B. Meßgröße, Vorzeichen usw.).
Die Informationen werden tetradenverschlüsselt auf 4n Signalleitungen ausgegeben.
Die Prüfung der Informationssignalausgabe setzt die Kenntnis der Soll-Information voraus. Der Vergleich von Soll- und Ist-Information liefert Aussagen über die Analog-Digital-Wandlung und über die Ausgabe der binären Signale.
Die Aufstellung des Meßprotokolls, das vom Prüfer aufgenommen wird, und die Ermittlung der Fehler ist infolge der zahlreichen Einzelmessungen sehr zeitaufwendig.
Das Informationssignal-Prüfgerät soll den Zeitaufwand reduzieren, indem es die vom Menschen auszuwertenden Daten auf ein Mindestmaß verringert. Der Soll-Ist-Vergleich wird automatisch vorgenommen. Mit Hilfe eines Druckers wird nur noch ein Fehlerprotokoll ausgedruckt, das die Nummer der fehlerhaften Informationsleitung und den darauf gemessenen Spannungswert enthält. Der Prüfer ist damit von der Erarbeitung des Meßprotokolls und der Ermittlung der Fehler entbunden.

Funktionsbeschreibung

Das Informationssignal-Prüfgerät dient zur Prüfung der binären Signale der Transistor-Transistor-Logik (TTL). Es besteht aus folgenden Funktionseinheiten:

Meßstellenumschalter,
Bewerter,
Lastadapter,
Zahlenadapter.

Meßstellenumschalter

Der Meßstellenumschalter schaltet nacheinander 64 zu prüfende Informationsleitungen (Ist-Information) von zwei 32poligen Steckverbindern auf den Bewerter. Parallel zu jeder Ist-Informationsleitung wird die zugeordnete Soll-Informationsleitung von einem Vergleichsgerät oder dem Zahlenadapter zur Bewertung durchgeschaltet.
Besondere Schaltungsmaßnahmen verhindern ein kurzzeitiges oder ständiges Zusammenschalten zweier oder mehrerer Informationsleitungen.
Die Information steht unabhängig von der Bewertung an einer Buchse an der Frontplatte (DVM-Anschluß) zur Verfügung.

Bewerter

Mit dem Bewerter werden binäre Signale auf Einhaltung der Spannungspegel und der Kodierung einer vorgegebenen Signalfolge hin geprüft.
Die Prüfung erfolgt durch Differenzbildung zwischen der Soll- und Ist-Information.
Die Eingabe der Soll-Information erfolgt in der Betriebsart „Vergleichsgerät" über zwei 32polige Steckverbinder. Sie braucht nicht TTL-Pegel zu besitzen, da der Bewerter den Normpegel selbständig bereitstellt. Deshalb kann auch ein mit Dioden-Transistor-Logik (DTL) organisiertes Gerät mit positiver Logik als Vergleichsgerät angeschlossen werden. Man spricht von positiver Logik, wenn der Pegel der logischen „1" positiv gegenüber dem der logischen „0" ist.
Es sind nur Vergleichsgeräte mit positivem Signalpegel anschließbar.
Steht ein Vergleichsgerät mit negativer Logik bereit, ist innerhalb des Informationssignal-Prüfgerätes eine Umrüstung mit Hilfe einer Drahtbrücke erforderlich.
Der interne Vergleich der Ist-Information erfolgt in jedem Fall mit dem Grenzpegel der TTL für Informationssignalausgabe.
(logisch „0" $\hat{=}$ 0,4 V, logisch „1" $\hat{=}$ 2,4 V)
Bei einer Überschreitung des 0-Pegels bzw. Unterschreitung des 1-Pegels von $\geq 0{,}5\,\%$ wird ein Fehlermeldesignal ausgegeben, und der Meßstellenumschalter stoppt auf der fehlerhaften Informationsleitung, d. h., es erfolgt ein Fehlerstop.
Gleichzeitig schaltet der Bewerter auf Absolutmessung um, und die Ist-Information der fehlerhaften Informationsleitung wird am eingebauten Meßinstrument angezeigt. Die Fehlergrenzen betragen $\pm 2\,\%$.
Das Fehlermeldesignal wird sowohl als DTL- als auch als TTL-Pegel ausgegeben.
Es kann die Übernahme folgender Informationen für die Erstellung des Fehlerprotokolls auslösen:

Nummer der fehlerhaften Informationsleitung im BCD-Kode mit negativer und positiver Logik;
analoge Ist-Information vom DVM-Ausgang.

Die Weiterschaltung nach Fehlerstop kann durch ein Befehlssignal von der ver-

Bild 1: Gesamtansicht des Informationssignal- und Steuersignal-Prüfgerätes
Foto: Werkfoto

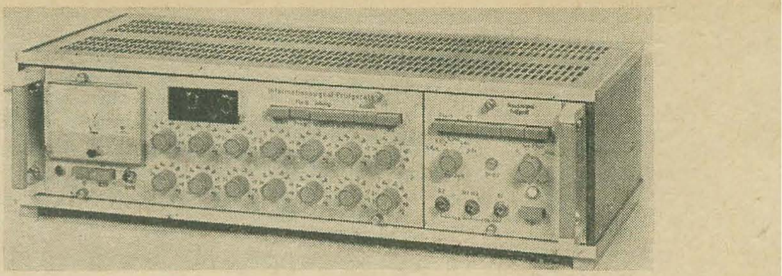
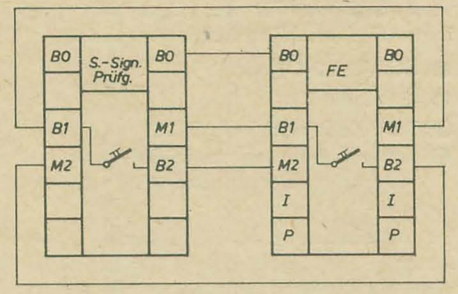


Bild 2: Zusammenschaltung des Steuersignal-Prüfgerätes mit einer zu prüfenden Funktionseinheit



arbeitenden Kette, nach 0,5 s durch das Gerät selbst in der Betriebsart „Wiederanlauf" oder durch Auslösen von Hand mit der Taste „Start" erfolgen.
Für das Befehlssignal ist je ein Eingang für DTL und TTL vorgesehen.
Nach erfolgter Bewertung aller 64 Informationsleitungen der Ist-Information erfolgt eine selbständige Überprüfung der Funktion des Informationssignal-Prüfgerätes.
Erfolgt auf der Stellung 65 des Meßstellenumschalters ein Fehlerstop und zeigt das Meßinstrument 2,2 V an, so ist die einwandfreie Funktion des Gerätes gewährleistet.

Lastadapter

Der Lastadapter gestattet die Einstellung der Lastfaktoren von $Fla = 0 \cdots 10$. Belastet wird jeweils nur die vom Meßstellenumschalter auf den Bewerter geschaltete Ist-Informationsleitung.

Zahlenadapter

Der Zahlenadapter besitzt 14 zehnstellige Schalter. Diese sind an der Frontplatte angeordnet und gestatten die Einstellung von BCD-Signalen auf 56 Informationsleitungen. Die eingestellte Ziffer wird im BCD-Kode auf den zugeordneten Informationsleitungen über zwei 32polige Steckverbinder ausgegeben.
Die ausgegebenen binären Signale besitzen die Grenzpegel zum verbotenen Bereich logisch „1" = 2,0 V, logisch „0" = 0,8 V. Der Fehler dieser Pegel ist $\leq 0{,}5\,\%$. Er wird bis zum zulässigen $Fla = 10$ eingehalten.

Das Steuersignal-Prüfgerät

Allgemeine Aufgabenstellung

Steuersignale ermöglichen die Verkettung von elektronischen Geräten. Im Entwicklungs- und Fertigungsprozeß können zur Prüfung der Steuerschaltung nicht immer Meßketten aufgebaut werden. Die Vielzahl der dazu erforderlichen Geräte kann oft nicht bereitgestellt werden. Man ist dann gezwungen, die auftretenden Bedingungen nachzubilden. Das Steuersignal-Prüfgerät soll diese Aufgabe erfüllen. Gleichzeitig soll es die Prüfung der Steuersignale und der Funktion der Steuerschaltung erleichtern.

Funktionsbeschreibung

Das Steuersignal-Prüfgerät besitzt eine vollständige Steuerschaltung nach SI 1.2 [1]. Die Integrationszeit der Befehlssignale B 1 und B 2 und die Operationszeit des Prüfgerätes sind umschaltbar. Das ermöglicht die Prüfung sowohl in der schnellsten als auch in langsamer Kettenschaltung.
Das Prüfgerät wird mit der zu prüfenden Funktionseinheit (FE) nach Bild 2 in Kette geschaltet.
Durch Betätigen der Taste B 0 werden beide in die Ausgangslage gebracht.
Die Meldesignale M 1 und M 2 der zu prüfenden Funktionseinheiten können über die Buchsenanschlüsse an der Frontplatte des Prüfgerätes kontrolliert werden.

Man verwendet dazu einen Oszillografen. Die Meßkette wird durch die Taste „Start" in Funktion gesetzt. Das periodische Aufleuchten der Lampe (B 1 · B 2) kennzeichnet die Funktion der Steuerschaltung der geprüften FE.
Soll die Operationszeit einer Funktionseinheit ohne getrennte Informationsübernahme gemessen werden, so schließt man den Oszillografen an die Buchse 3 (B 2) an. Die Impulsbreite stellt die Operationszeit dar.
Bei getrennter Informationsübernahme kann die Operationszeit mit einem Zähler auf der Betriebsart t_{A-B} bestimmt werden. Buchse 2 (M 1 · M 2) wird mit dem Eingang A und Buchse 3 (B 2) mit B verbunden. Die Messung der Übernahmedauer erfolgt ebenso zwischen Buchse 2 (M 1 · M 2) und Buchse 1 (B 1).
Die Prüfung der Steuersignale kann mit den Lastfaktoren $FLe = 1$ und $FLe = 10$ erfolgen.

Schlußbemerkungen

Das Informationssignal- und Steuersignal-Prüfsystem stellt ein vielseitiges Prüfmittel dar. Über die Anwendung als Informationssignal- und Steuersignal-Prüfgerät hinaus gestattet es die Anwendung als Leiterkartenprüfgerät; 64stelliger, einpoliger Meßstellenumschalter; Zahlenadapter mit TTL-Grenzpegeln und Spannungsmesser von $0 \cdots 5$ V. Das Prüfsystem eignet sich daher besonders zum Einsatz in Labors und Prüffeldern.

Literatur

[1] Standard-Interface 1.2. ESEG-Richtlinie, 1970
[2] ESEG-Fachwörterbuch, Teil I. Leipzig 1969
[3] ESEG-Fachwörterbuch, Teil II. Leipzig 1970

Analog-Digital-Umsetzer der elektronischen Meßtechnik

Teil 3

Dr.-Ing. GEORG TIETZE

6.2. Zeitbasisumsetzer – Zeitverschlüßler

Die Zeitbasisumsetzer sind dadurch gekennzeichnet, daß die analoge Meßgröße vor der eigentlichen AD-Umsetzung in eine dem Analogwert proportionale Zwischengröße umgewandelt wird. Diese Zwischengröße ist ein Zeitintervall oder eine Impulsfrequenz, in manchen Fällen eine Sinusfrequenz. Zeitintervall oder Frequenz müssen dann in eine solche digitale Form umgesetzt werden, die ein kodiertes Informationssignal darstellt und die Ansteuerung einer Ziffernanzeige erlaubt. Aus diesem Grunde sollen zunächst die Prinzipien der digitalen Frequenz- und Zeitmessung dargestellt werden.

Die digitale Frequenzmessung erfolgt, indem aus den einzelnen Perioden eines sinusförmigen oder nichtsinusförmigen periodischen Vorgangs mittels eines Impulsformers jeweils ein Impuls pro Periode abgeleitet wird. So ist es möglich, die Anzahl von Impulsen und damit die Anzahl z von Perioden des periodischen Vorgangs während eines vorgegebenen Zeitintervalls Δt über eine Torschaltung einem Zähler zuzuführen. Aus dem Zählergebnis z und der Toröffnungszeit Δt ergibt sich die Frequenz

$$f = \frac{z}{\Delta t}. \tag{28}$$

Für eine ziffernrichtige Frequenzanzeige muß die Torzeit ein 10^n-faches von einer Sekunde betragen, wobei $n = \ldots -2, -1, 0, 1, 2 \ldots$ gewählt werden muß.

Bild 12 zeigt das prinzipielle Blockschaltbild für die digitale Frequenzmessung.

Die Eingangsspannung gelangt über einen Impulsformer zu einer Torschaltung. Die Toröffnungszeit wird durch einen Normalfrequenzgenerator bestimmt, dessen Spannung einem Frequenzteiler zugeführt wird, so daß aus der Normalfrequenz ein Toröffnungs- und ein Torschließungsimpuls abgeleitet werden kann.

Die während der Toröffnungszeit hindurchgelassenen Impulse werden in einem Zähler gezählt. Das Zählergebnis kann zur Anzeige gebracht und/oder als digitales Informationssignal ausgegeben werden. Die gemessene Frequenz wird aus Zählerstand z und Toröffnungszeit Δt nach Gl. (28) ermittelt.

Bei der digitalen Frequenzmessung wird der arithmetische Mittelwert während der Toröffnungszeit gemessen, so daß bei Umsetzung eines Analogwertes in eine Frequenz und einer anschließenden digitalen Frequenzmessung eine integrale Bewertung des analogen Meßwertes erfolgt (integrierender Umsetzer).

Der arithmetische Mittelwert der zeitabhängigen Frequenz f (t) ist im Zeitintervall der Torzeit Δt gleich dem reziproken Wert des arithmetischen Mittelwertes $\overline{T}$ der zugehörigen Schwingungsdauer

$$\overline{f} = \frac{1}{\overline{T}}. \tag{29}$$

Der arithmetische Mittelwert der Schwingungsdauer wird nämlich aus der Summe der Schwingungsdauern T_ν jeder einzelnen Schwingung während der Zeit Δt nach

$$\overline{T} = \frac{T_1 + T_2 + \cdots + T_z}{z} = \frac{\sum_{\nu=1}^{z} T_\nu}{z} = \frac{\Delta t}{z} \tag{30}$$

errechnet, da von jeder Schwingung der zu messenden Frequenz ein Impuls abgeleitet und gezählt wird und im Torzeitintervall Δt alle Schwingungen mit der Einzeldauer $T_1 \cdots T_z$ enthalten sind.

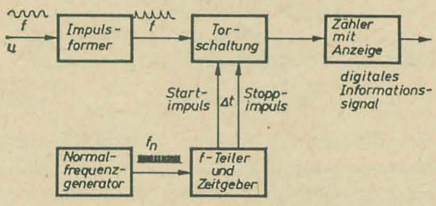


Bild 12: Blockschaltbild für die digitale Frequenzmessung

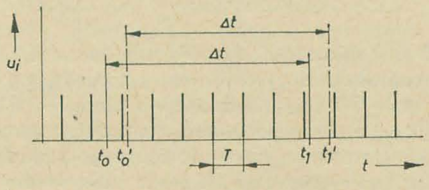


Bild 13: Einfluß der zeitlichen Lage zwischen Toröffnungsimpuls und getorter Impulsfolge bei der digitalen Frequenz- oder Zeitmessung

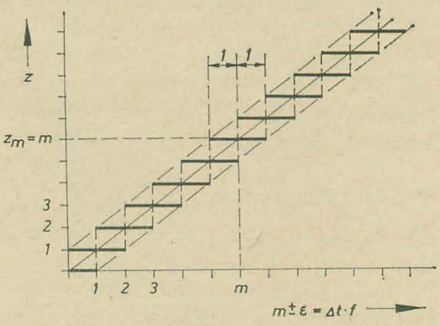


Bild 14: Anzahl z der das Tor passierenden Impulse bei nichtsynchronisierter Torung in Abhängigkeit von der im Torzeitintervall Δt enthaltenen Zahl $m \pm \varepsilon$ von Impulsen

Aus den Gln. (29) und (30) erhält man dann

$$\overline{f}_{\Delta t} = \frac{z}{\Delta t} \tag{31}$$

als arithmetischen Mittelwert der zeitabhängigen Frequenz. Gl. (31) stellt eine Präzisierung der Gl. (28) dar, die sich aus der angestellten genaueren Betrachtung ergibt.

Ein weiterer, ganz wesentlicher Faktor muß bei der digitalen Frequenzmessung und allen mit dem gleichen Prinzip arbeitenden Verfahren beachtet werden. Da die Lage zwischen Toröffnungsimpuls und den durch das Tor hindurchlaufenden Impulsen zufällig ist, ergibt sich ein digitaler Restfehler. Bild 13 zeigt eine Impulsfolge, zu der zwei mögliche Lagen des Torzeitintervalls eingetragen sind. Die Torzeit selbst ist etwas kleiner als ein ganzzahliges Vielfaches m der Impulsperiode T:

$$\frac{\Delta t}{T} = \Delta t \cdot f = m - \varepsilon \tag{32}$$

mit $0 < \varepsilon < 1$.

Es ist zu erkennen, daß dann die Zahl z der durch das Tor gelangenden Impulse

$z = m$ für das Intervall $[t_0; t_1]$ und

$z = m - 1$ für das Intervall $[t_0'; t_1']$

beträgt, in Bild 13 ist $m = 7$.

Ebenso läßt sich zeigen, daß für

$$\frac{\Delta t}{T} = \Delta t \cdot f = m + \varepsilon \tag{33}$$

mit $0 < \varepsilon < 1$

die durch das Tor gelangende Impulszahl

$z = m$ oder $z = m + 1$

beträgt.

Aus diesem Grunde ergibt sich bei der nichtsynchronisierten Torschaltung ein Zusammenhang zwischen der durch das Tor hindurchgelassenen Impulszahl z und den im Torzeitintervall enthaltenen Impulsperioden $m \pm \varepsilon$ nach Bild 14.

Es sind somit folgende Anzeigen möglich:

$$\left.\begin{aligned} &z = z_m = m \\ &\text{für } m - 1 < \Delta t \cdot f < m + 1, \end{aligned}\right\} \tag{34}$$

$$\left.\begin{aligned} &z = z_m - 1 = m - 1 \\ &\text{für } m - 1 \leq \Delta t \cdot f < m, \end{aligned}\right\} \tag{35}$$

$$\left.\begin{aligned} &z = z_m + 1 = m + 1 \\ &\text{für } m < \Delta t \cdot f \leq m + 1. \end{aligned}\right\} \tag{36}$$

Unter Berücksichtigung des digitalen Restfehlers muß Gl. (31) lauten

$$\overline{f}_{\Delta t} = \frac{z \pm 1}{\Delta t}. \tag{37}$$

Mit diesem digitalen Restfehler sind alle

digitalen Meßverfahren behaftet, bei denen nichtsynchronisierte Torschaltungen zur Ermittlung von Impulszahlen verwendet werden. Dies trifft ebenso für die im folgenden beschriebene digitale Zeitmessung zu sowie für alle AD-Umsetzer, bei denen diese Verfahren im Umsetzverfahren mit enthalten sind!

Der digitale Restfehler läßt sich mit einer Synchronisation des Toröffnungsimpulses durch die zu torenden Impulse vermeiden. An den Übergängen in der Umgebung von $\Delta t \cdot f \approx m$, also an der Sprungstelle, läßt sich die Unsicherheit nicht ausschalten. Man erhält dann wieder einen Zusammenhang, der Bild 2b entspricht.

Die digitale Zeitmessung erfolgt mit den gleichen Funktionsgruppen wie die digitale Frequenzmessung. Der Unterschied besteht darin, daß hier die Toröffnungszeit von der zu messenden Zeit bestimmt wird und die aus der Schwingung des Normalfrequenzgenerators abgeleiteten Impulse das Tor zum Zähler passieren. Bild 15 zeigt das prinzipielle Blockschaltbild dazu. Durch den Zähler wird festgestellt, wie viele Zeitquanten

$$T_n = \frac{1}{f_n} \qquad (38)$$

in der zu messenden Toröffnungszeit Δt enthalten sind. Es gilt dann

$$\Delta t = \frac{z}{f_n} = z\,T_n \qquad (39)$$

und bei Berücksichtigung des digitalen Restfehlers entsprechend Gl. (37)

$$\Delta t = \frac{z \pm 1}{f_n} = (z \pm 1)\,T_n. \qquad (40)$$

Für eine ziffernrichtige Anzeige der gemessenen Zeitdauer muß die Normalfrequenz f_n einen Wert von 10^n Hz mit ganzzahligem positivem n haben. Damit stellt ein durch das Tor in den Zähler einlaufender Impuls eine Quantisierungseinheit für die Zeit nach Gl. (38) mit dem Wert 10^{-n} Sekunden dar.

Hinsichtlich des Vergleichs zwischen Analogwert und Vergleichsnormal erfolgt die Analog-Digital-Umsetzung der analogen Meßgröße Zeit somit nach der Zählmethode.

6.2.1. Zeitbasisumsetzer mit der Zwischengröße Zeitintervall

Der bekannteste Umsetzer, der mit einem Zeitintervall als Zwischengröße arbeitet, ist der Sägezahnumsetzer, auch als Sägezahnverschlüßler oder Rampenumsetzer (Rampenverfahren) bezeichnet. Die Bezeichnung ist nicht einheitlich, der Begriff Sägezahnumsetzer wird in [8] beispielsweise auch für Umsetzer mit der Impulsfrequenz als Zwischengröße verwendet.

Zu den Umsetzern, die mit einem Zeitintervall als Zwischengröße arbeiten, gehört weiterhin der Umsetzer nach dem Doppelintegrationsverfahren. Dieses Verfahren (auch als Dual-slope-Verfahren bezeichnet) hat in den letzten Jahren eine dominierende Stellung als Umsetzverfahren für Digitalvoltmeter erlangt.

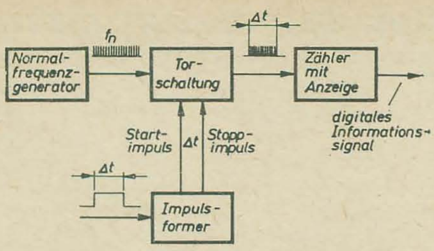


Bild 15: Blockschaltbild für die digitale Zeitmessung

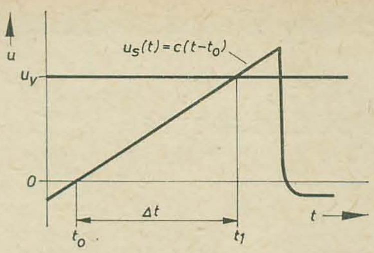
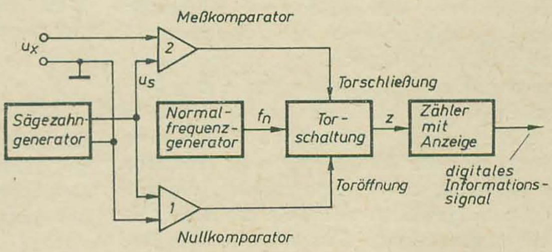


Bild 16: Arbeitsprinzip des Sägezahnumsetzers – Zeitablauf des Spannungsvergleichs

Bild 17: Blockschaltbild des Sägezahnumsetzers Typ I



6.2.1.1. Sägezahnumsetzer

Beim Sägezahnumsetzer wird eine zeitlinear ansteigende Spannung, die Sägezahnspannung, mit einer zweiten Spannung verglichen. Der Spannungsanstieg und die Vergleichsspannung sind im Bild 16 dargestellt. Der Anstieg beträgt

$$c = \frac{du_s(t)}{dt}. \qquad (41)$$

Der momentane Wert der Sägezahnspannung beträgt somit

$$u_s(t) = c\,(t - t_0). \qquad (42)$$

Für die Zeitdauer vom Durchlauf der Sägezahnspannung durch den Wert Null bis zur Gleichheit zwischen Sägezahnspannung und Vergleichsspannung, also von $u_s(t) = 0$ bis zu $u_s(t) = u_v$ gilt

$$\Delta t = t_1 - t_0 = \frac{1}{c}\,u_v. \qquad (43)$$

Das Zeitintervall Δt wird mit der in 6.2. beschriebenen digitalen Zeitmessung durch Öffnen und Schließen eines Tores für die Impulse einer Normalfrequenz f_n bestimmt. Die Toröffnungs- und -schließungsimpulse werden mit Hilfe zweier Komparatoren bei $u_s = 0$ und bei $u_s = u_v$ gewonnen. Die getorten und vom Zähler gezählten Normalfrequenzimpulse werden aus den Gln. (39) und (43) nach

$$z = \frac{1}{c}\,f_n\,u_v \qquad (44)$$

errechnet.

Diese allgemeine Gl. (44) läßt sich verschiedenartig auswerten:

● Sägezahnumsetzer Typ I

Die Steilheit c des Sägezahns und die Frequenz f_n sind konstant, die Vergleichsspannung u_v ist die umsetzende analoge Meßspannung u_x. Es gilt damit

$$z = \frac{f_n}{c}\,u_x = k_I\,u_x. \qquad (45)$$

Gl. (45) sagt aus, daß die vom Zähler angezeigte Ziffer direkt proportional der analogen Meßspannung u_x ist.

Das Prinzipschaltbild zur Realisierung des entsprechenden Umsetzers ist in Bild 17 angegeben. Sobald die Sägezahnspannung durch Null läuft, liefert ein als Nullkomparator verwendeter Differenzverstärker 1 den Toröffnungsimpuls; sobald die Sägezahnspannung den Momentanwert u_x der Meßspannung durchläuft, liefert ein zweiter, als Meßkomparator verwendeter Differenzverstärker 2, den Torschließungsimpuls. Die während Δt durch das Tor laufende Zahl von Normalfrequenzimpulsen wird von dem Zähler mit Speicher und Anzeige als Ziffer angezeigt und kann in einer bestimmten Kodierung als digitales Informationssignal ausgegeben werden.

Die Gl. (45) gibt den für die prinzipielle Dimensionierung des Umsetzers benötigten Zusammenhang zwischen den Größen Eingangsspannung, Normalfrequenz, Steilheit des Sägezahns und angezeigter Ziffer an. Die Empfindlichkeit des Umsetzers wird aus Gl. (45) mit

$$\frac{z}{u_x} = \frac{f_n}{c} \qquad (46)$$

angegeben.

Beispiel: Für $f_n = 500$ kHz und $c = 50$ V/s erhält man eine Empfindlichkeit von

$$\frac{z}{u_x} = \frac{500 \cdot 10^3\,s}{50\,V\,s} = 10^4/V = 10^4\ \text{digit/V}$$
$$= 1\ \text{digit}/100\ \mu V.$$

Eine „1" in der letzten Ziffer der Anzeige (1 digit) entspricht somit einer umgesetzten Spannung von 0,1 mV = 100 µV.

Aus Gl. (45) ist ebenfalls zu entnehmen, daß die Umsetzungsgenauigkeit beim Sägezahnumsetzer Typ I von der Genauigkeit der Normalfrequenz und von der Linearität des Sägezahns abhängig ist. Weiterhin hat die genaue Gewinnung von Toröffnungs- und -schließungsimpuls Einfluß. Die größte Schwierigkeit bei der Realisierung einer genauen Umsetzung bereitet die Erzeugung eines Sägezahns

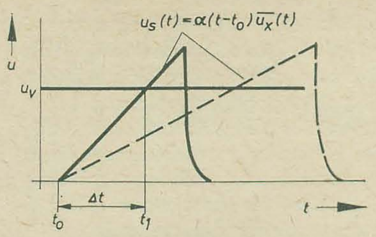


Bild 18: Spannungsvergleich und Zeitablauf beim Sägezahnumsetzer Typ II

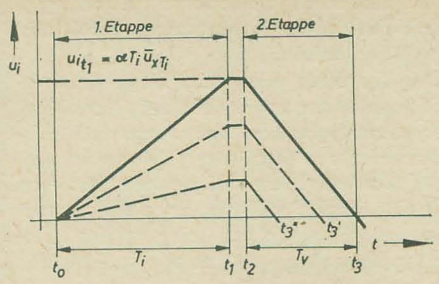


Bild 19: Arbeitsprinzip des AD-Umsetzers nach dem Doppelintegrationsverfahren – Ablauf der beiden Integrationsetappen

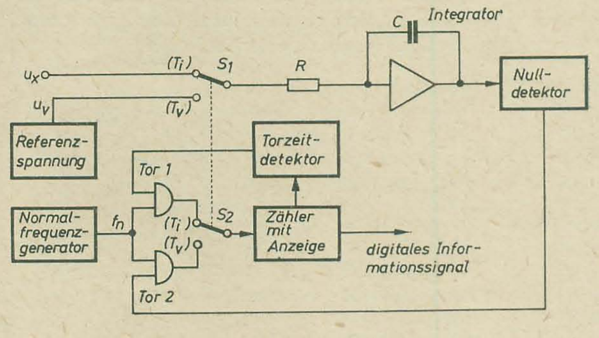


Bild 20: Blockschaltbild des AD-Umsetzers nach dem Doppelintegrationsverfahren

mit hoher Linearität. Wegen dieser Schwierigkeiten kann hier mit vertretbarem Aufwand ein Umsetzungsfehler von 0,05 % nicht unterschritten werden [5] [8] [14] [16].

Der Sägezahnumsetzer Typ I ist ein Momentanwertumsetzer, da der Momentanwert von u_x ($= u_v$ in Bild 16) direkt den Zeitmoment t_1 für die Torschließung bestimmt. Der Vergleich zwischen Analogwert und Vergleichsnormal erfolgt nach der Zählmethode, das Normal ist die Periodendauer $1/f_n$ der Normalfrequenz.

Eine Abart des Sägezahnumsetzers Typ I stellt ein Umsetzer dar, bei dem der Sägezahn in Form einer Treppenfunktion aufgebaut wird. Da bei diesem Umsetzer aber nicht ein Zeitintervall als Zwischengröße verwendet wird, sondern dieses bei der Umsetzung von untergeordneter Bedeutung ist, ist der Umsetzer den Kompensationsumsetzern zuzuordnen (s. 6.3.).

● Sägezahnumsetzer Typ II

Die Vergleichsspannung u_v und die Frequenz f_n sind konstant, die Steilheit c des Sägezahns ist proportional der umzusetzenden analogen Meßspannung. Es gilt

$$c = \frac{du_s(t)}{dt} = \alpha\, u_x(t)\,. \qquad (47)$$

und damit

$$u_s(t) = \alpha \int_{t_0}^{t} u_x(t)\, dt\,. \qquad (48)$$

Die Größe α ist die Zeitkonstante des Integrators. Gleichung (48) zeigt, daß die Bedingung nach Gl. (47) durch einen Integrator mit der Zeitkonstanten α erfüllt werden muß. Mit der Beziehung

$$\bar{u}_x(t) = \frac{1}{t - t_0} \int_{t_0}^{t} u_x(t)\, dt \qquad (49)$$

erhält man

$$u_s(t) = \alpha\,(t - t_0)\,\bar{u}_x(t)\,, \qquad (50)$$

dargestellt in Bild 18. Für $u_x(t) = \text{const.}$ ergibt sich ein linearer Anstieg des Sägezahns.

Aus der Bedingung $u_s(t) = u_v$ wird der Torschließungsimpuls abgeleitet, es ist dann $t = t_1$ und

$$\Delta t = t_1 - t_0 = \frac{u_v}{\alpha} \cdot \frac{1}{\bar{u}_{x\,\Delta t}}\,. \qquad (51)$$

Mit Gl. (39) erhält man

$$z = f_n\, \Delta t = \frac{f_n\, u_v}{\alpha} \cdot \frac{1}{\bar{u}_{x\,\Delta t}}\,. \qquad (52)$$

Gleichung (52) zeigt, daß beim Sägezahnumsetzer Typ II der vom Zähler angezeigte Ziffernwert umgekehrt proportional dem arithmetischen Mittelwert der analogen Meßspannung ist. Der Umsetzer kann vorteilhaft zur direkten Leitwertmessung eingesetzt werden. Die Integration der Meßspannung bietet beim Sägezahnumsetzer Typ II keinen großen Vorteil, da die Integrationszeit nicht konstant ist, sondern nach Gl. (51) von der Größe der analogen Meßspannung abhängt. Bei diesem Verfahren kann keine konstante optimale Störunterdrückung erreicht werden; das ist aus Gl. (12) und aus Bild 5 zu entnehmen.

Die schaltungstechnische Realisierung soll hier aus Platzgründen nicht mit angegeben werden. Sie kann erfolgen, indem die Spannung u_x im Bild 17 durch eine feste Spannung u_v und der Sägezahngenerator durch einen von der Meßspannung u_x angesteuerten Integrator ersetzt werden. Der Nullkomparator wird durch einen Taktgenerator ersetzt, der den Integrationsbeginn auslöst und gleichzeitig den Toröffnungsimpuls liefert.

Der Umsetzungsfehler des Sägezahnumsetzers Typ II kann $< 0{,}01\,\%$ gehalten werden. Der Vergleich zwischen Analogwert und Vergleichsnormal erfolgt auch hier nach der Zählmethode, das Normal ist die Periodendauer $1/f_n$ der Normalfrequenz.

● Kombination der Sägezahnumsetzer Typ I und Typ II

Legt man an den Eingang des Sägezahnumsetzers Typ I nach Bild 17 eine Eingangsspannung u_{x1} und ersetzt den Sägezahngenerator durch einen Integrator, an den eine Eingangsspannung u_{x2} angelegt wird, dann erhält man einen Umsetzer für Spannungsverhältnisse (Quotientenbildung). Aus Gl. (52) erhält man mit $u_v = u_{x1}$ und $u_x = u_{x2}$

$$z = \frac{f_n}{\alpha} \cdot \frac{u_{x1}}{\bar{u}_{x2\,\Delta t}}\,. \qquad (53)$$

Bei dieser Verhältnisbildung wird u_{x1} mit dem Momentanwert und u_{x2} integral bewertet.

6.2.1.2. Doppelintegrationsverfahren

Beim Doppelintegrationsverfahren, auch als Dual-slope- oder Dual-ramp-Verfahren bezeichnet, erfolgt der gesamte Umsetzungsvorgang in zwei Etappen. In der ersten Etappe findet mit einem Integrator die direkte Integration der analogen Meßspannung statt, in der zweiten Etappe wird die Ausgangsspannung des Integrators wie beim Sägezahnumsetzer Typ I analog-digital umgesetzt.

Die Integration in der ersten Etappe erfolgt mit der konstanten Integrationszeit $T_i = t_1 - t_0$, wie Bild 19 zeigt. Die Spannung am Ausgang des Integrators beträgt zum Zeitpunkt t_1 entsprechend den Gln. (48), (49) und (50)

$$u_i(t)_{t_1} = \alpha \int_{t_0}^{t_1} u_x(t)\, dt = \alpha\, T_i\, \bar{u}_{x\,T_i}\,. \qquad (54)$$

Das Prinzipschaltbild für einen Umsetzer nach dem Doppelintegrationsverfahren zeigt Bild 20. Die Integrationszeit T_i wird dadurch bestimmt, daß ein Normalfrequenzoszillator über die Torschaltung 1 solange einen voreingestellten Zähler ansteuert, bis dieser bei Erreichen des voreingestellten Wertes einen Stoppimpuls abgibt. Ist z_i der Zählerstand, bei dem durch die Voreinstellung der Stoppimpuls ausgelöst wird, dann gilt

$$T_i = \frac{z_i}{f_n}\,. \qquad (55)$$

Durch den Stoppimpuls wird Tor 1 gesperrt und gleichzeitig der Eingang des Integrators von der Eingangsspannung u_x weggeschaltet und an die Referenzspannung u_v gelegt (Schalter S_1). Gleichzeitig wird der Eingang des Zählers mit dem Schalter S_2 vom Ausgang des Tores 1 auf den Ausgang des Tores 2 gelegt. Der gesamte Umschaltvorgang kann sehr schnell erfolgen, es läßt sich dafür auch ein Zeitintervall $[t_1;\, t_2]$ berücksichtigen (Bild 19).

Lief der Zähler in der ersten Etappe von 0 bis z_i, dann muß er am Ende der ersten Etappe während des Umschaltvorgangs auch auf 0 gestellt werden. Man kann den Zähler in der ersten Etappe auch von z_i bis 0 laufen lassen, demzufolge braucht er dann am Ende dieser Etappe nicht auf 0 gestellt zu werden.

Zum Zeitpunkt t_2 beginnt die zweite Etappe, in der die Speicherkapazität C

des Integrators durch eine gegenüber der Eingangsspannung negative Referenzspannung u_V mit konstanter Geschwindigkeit (α und u_V sind konstant) entladen wird. In dem für die Entladung bis zu $u_I = 0$ erforderlichen Zeitintervall $T_V = t_3 - t_2$ zählt der Zähler, bei t_2 mit $z = 0$ beginnend, die Perioden der Normalfrequenz über Tor 2. Es gilt somit am Ende der zweiten Etappe zum Zeitpunkt t_3 für die Ausgangsspannung des Integrators unter Berücksichtigung von Gl. (54)

$$u_I(t)_{t_3} = 0 = u_I(t)_{t_1} - \alpha \int_{t_2}^{t_3} u_V \, dt$$

$$= \alpha T_I \bar{u}_{xT_i} - \alpha T_V u_V . \qquad (56)$$

Aus der Gl. (56) erhält man

$$T_V = \frac{T_I}{u_V} \bar{u}_{xT_i} . \qquad (57)$$

Nach Gl. (39) gilt

$$T_V = \frac{z_V}{f_n} , \qquad (58)$$

wobei z_V der Zählerstand zum Zeitpunkt t_3 ist.
Aus Gl. (58) erhält man mit den Gln. (57) und (55)

$$z_V = f_n T_V = f_n \frac{z_I}{f_n} \frac{1}{u_V} \bar{u}_{xT_i} , \qquad (59)$$

$$z_V = \frac{z_I}{u_V} \bar{u}_{xT_i} . \qquad (60)$$

Die vom Zähler angezeigte und als digitales Informationssignal ausgegebene Zahl z_V ist nach Gl. (60) proportional dem arithmetischen Mittelwert der umzusetzenden Spannung. Der Proportionalitätsfaktor ist durch die Voreinstellung z_I des Zählers zur Festlegung der Integrationsperiode T_I und durch den Wert der Vergleichsspannung u_V festgelegt. Das bedeutet, daß nach Gl. (60) der Umsetzungsfehler nur durch die Stabilität der Vergleichsspannung bestimmt wird! Dabei wurde entsprechend den Gln. (54), (56) und (57) jedoch vorausgesetzt, daß die Zeitkonstante des Integrators und die Frequenz des Normalfrequenzgenerators in der ersten Etappe (während T_I) und in der zweiten Etappe (während T_V) genau den gleichen Wert besitzen.
Der besondere Vorteil besteht also beim Doppelintegrationsverfahren darin, daß neben der integralen Bewertung der analogen Meßgröße langsame Veränderungen der Integrationszeitkonstante und der Normalfrequenz keinen Einfluß auf den Umsetzungsfehler haben.
Für die ziffernrichtige Anzeige der analogen Meßspannung ist das Verhältnis von z_I zu u_V bestimmend. Es läßt sich für die ziffernrichtige Anpassung jedoch auch der die Integrationszeitkonstante bestimmende Widerstand R mit umschalten, so daß man zwei Integrationszeitkonstanten α_I und α_V erhält. Gl. (60) würde dann lauten

$$z_V = \frac{\alpha_I}{\alpha_V} \frac{z_I}{u_V} \bar{u}_{xT_i} . \qquad (61)$$

Beim Doppelintegrationsverfahren läßt sich ein Umsetzungsfehler von 0,01 % erreichen. Eine Untersuchung zu dem Fehler, der durch die Spannungsabhängigkeit des (Miller-) Integrators auftritt, ist in [6] enthalten.
Der Umsetzer nach dem Doppelintegrationsverfahren kann auch sehr vorteilhaft zur Umsetzung von Spannungsverhältnissen, also zur Quotientenbildung verwendet werden. Diese Möglichkeit liest man direkt aus Gl. (60) ab, da die Referenzspannung nur durch eine zweite Eingangsspannung u_{x2} ersetzt zu werden braucht. Da u_{x2} über die Zeitdauer T_V integriert wird, gilt

$$z_V = z_I \frac{\bar{u}_{x1} T_I}{u_{x2} T_V} . \qquad (62)$$

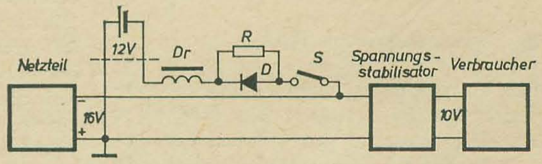
Die integrale Bewertung von u_{x2} erfolgt mit der nicht konstanten Integrationszeit T_V und den damit verbundenen Einschränkungen, die für den Sägezahnumsetzer Typ II angegeben wurden.
Hinsichtlich des Vergleichs zwischen dem über die konstante Integrationszeit T_I integrierten Analogwert und dem Vergleichsnormal arbeitet der Umsetzer mit Doppelintegration nach der Zählmethode.
Die genannten Vorteile des Doppelintegrationsverfahrens haben dazu geführt, daß dieses Verfahren zur Zeit das am häufigsten verwendete Umsetzverfahren für Digitalvoltmeter ist.

Wird fortgesetzt

Diskussion

Stromversorgungsautomatik mit Notstrombatterie

Im Heft 6 (1971) brachten Sie auf Seite 176 eine kleine Schaltung aus „Electronic Design" über eine Stromversorgungsautomatik mit Notstrombatterie. Ich habe mich darüber gefreut, denn wir betreiben unsere Quarzuhren schon seit Jahren nach diesem Prinzip. Nach den bisherigen Erfahrungen kann die Methode wärmstens empfohlen werden. Da unsere Schaltung (siehe Bild) einige zusätzliche Elemente enthält, kann sie vielleicht anderen zur Anregung dienen.



Zur Funktion der Bauelemente: Die Drossel Dr verhindert das Eindringen von Störimpulsen über die Akkuzuleitungen. Quarzuhren können in bezug auf Störimpulse sehr empfindlich sein. Zumindest bei langen Zuleitungen ist die Drossel unbedingt erforderlich. Die Diode D ist das wesentliche Element der Schaltung. Solange die Spannung aus dem Netzteil höher ist als die Akkuspannung, ist sie gesperrt. Beim Ausbleiben der Netzspannung kann der Akku jedoch die Stromversorgung ohne Kontaktumschaltung übernehmen. Die Stromversorgung geht nahtlos auf den Akku über. Das unvermeidliche Absinken der Spannung bei dieser Methode kann durch einen nachgeschalteten Spannungsstabilisator bei geeigneter Dimensionierung völlig aufgefangen werden. Die Notstrombatterie wird also zweckmäßig zwischen dem eigentlichen Netzteil und dem durchweg vorhandenen Spannungsstabilisator angeschlossen.
Der Widerstand R parallel zur Diode D ist so dimensioniert, daß der Akku ständig schwach geladen wird und dadurch immer einsatzbereit ist. Der Akku erfordert so nur noch eine geringe Wartung.
Der Kontakt S gehört zu einem Spannungswächter. Sinkt die Akkuspannung unter 11 V ab, so wird der Akku durch das Relais des Spannungswächters automatisch abgetrennt. Diese Maßnahme dient dem Schutz des Akkus. Der Akku ist so zu dimensionieren, daß die längsten Netzausfälle überbrückt werden können. Wenn die Netzspannung wiederkehrt, wird der Kontakt S automatisch wieder geschlossen. Die Uhr muß jedoch neu gestellt werden.
Zu der Schaltung im Heft 6 (1971) möchte ich noch bemerken, daß eine Diode D_1 zum Schutz des Netzteils im allgemeinen nicht erforderlich ist.

Walter Fürtig

Dipl.-Ing. HELMUT NAST

DIGITALE INFORMATIONS-VERARBEITUNG 63

Im Bild 6.29 ist das V-Diagramm dargestellt. Im folgenden wird dieses Verfahren immer benutzt, wenn es um die Darstellung von Schaltfunktionen im V-Diagramm geht [Übergang von Darstellungsweise (1) zur Darstellungsweise (2)].

Nun ist es auch möglich, den bisher immer zurückgestellten Übergang von der Darstellungsweise (2) zur Darstellungsweise (1) zu vollziehen (von der Wertetabelle bzw. dem V-Diagramm zur Formel). Dies geschieht ebenfalls mit der Rechenregel (6.3.5). Man geht von der Belegung des V-Diagrammes aus und ermittelt die Schaltfunktion dadurch, indem man diese Menge als Durchschnitt, Vereinigung und Komplementierung der Variablen x_ν und $\bar{x}_\nu$ in möglichst einfacher Weise darstellt.

Dieser Sachverhalt ist am besten an einem Beispiel anschaulich darstellbar. Dazu sei das im Bild 6.30 vorliegende V-Diagramm betrachtet. Es läßt sich z. B. in drei Bereiche einteilen (– – –, · · ·, – · –). Jeder dieser Bereiche repräsentiert eine Teilfunktion. Diese Teilfunktionen werden im Sinne der Vereinigung behandelt, d. h. addiert. Man erhält also

$$y = y_{---} + y_{\cdots} + y_{-\cdot-}$$

Teilfunktion y_{---}: Die obere Hälfte des V-Diagrammes ist durch $x_1 = 0$ bzw. $\bar{x}_1 = 1$ gekennzeichnet. Die zwei linken Spalten sind durch $x_3 = 0$ bzw. $\bar{x}_3 = 1$ charakterisiert. Bildet man von $\bar{x}_1$ und $\bar{x}_3$ den Durchschnitt, so erhält man gerade die vier – – – umrandeten Einsen, d. h., $y_{---} = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_3$.

Teilfunktion $y_{\cdots}$: Betrachtet man zunächst die Einsen der Spalten zwei und vier, so lassen sich diese mit Hilfe des Durchschnitts von x_1 und x_4 darstellen, d. h., $x_1 \cdot x_4$. Die restlichen zwei Einsen in der Spalte drei werden zusammen mit den Einsen der Spalte vier als Durchschnitt von x_1 und x_3 dargestellt, also $x_1 \cdot x_3$. Insgesamt ergibt sich damit $y_{\cdots} = x_1 (x_3 + x_4)$.

Teilfunktion $y_{-\cdot-}$: Es werden zunächst die zeilenmäßig äußeren Einsen betrachtet. Diese lassen sich als Durchschnitt von x_2 und x_3 darstellen. Die in der Mitte liegenden zwei Einsen sind mit Hilfe des Durchschnitts von x_1, $\bar{x}_2$ und x_3 zu erfassen. Damit ergibt sich dann

$$y_{-\cdot-} = x_3 (x_2 + \bar{x}_2 \cdot x_1)$$

Es sind jetzt alle Einsen erfaßt und die Schaltfunktion lautet somit

$$y = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_3 + x_1 (x_3 + x_4) + x_3 (x_2 + \bar{x}_2 \cdot x_1)$$

Die erhaltene Schaltfunktion ist aber keineswegs die einzig mögliche. Man kann z. B. für $y_{-\cdot-} = x_3 \cdot (x_1 + x_2)$ schreiben. Dabei ist sogar eine Reduzierung der Operationen (+, ·, Komplementierung) erfolgt. Insgesamt muß gesagt werden, daß die möglichst einfache formelmäßige Ermittlung der Schaltfunktion aus dem V-Diagramm Übung erfordert. Im Bild 6.31 sind drei weitere Beispiele dazu angegeben.

Wie aus den letzten vier Beispielen hervorgeht, hat eine Schaltfunktion viele äquivalente Formen (formelmäßig). Es erhebt sich deshalb die Frage, ob es eine Normalform gibt und wenn ja, wie man zu ihr gelangt. Diese Frage wird in einem der nächsten Abschnitte behandelt. Zuvor soll noch auf das Karnaugh-Diagramm (kurz: K-Diagramm bzw. KD) und auf das Rechnen im Karnaugh-Diagramm eingegangen werden.

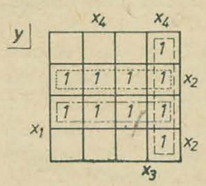


Bild 6.29 V-Diagramm der Funktion $y = x_4 \cdot x_3 + x_2 \cdot \bar{x}_1 + \bar{x}_2 \cdot x_1$

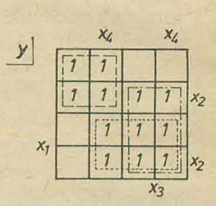


Bild 6.30 (rechts): Gegebenes V-Diagramm zur Ermittlung einer Schaltfunktion

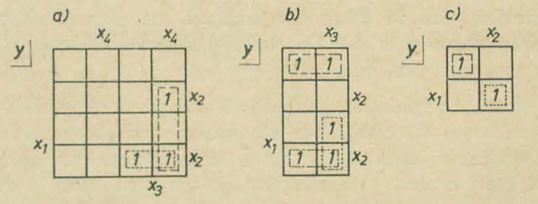


Bild 6.31: Zur Ermittlung der Schaltfunktion aus dem V-Diagramm
a) $y = x_2 \cdot x_3 \cdot (x_1 + x_4)$
b) $y = x_1 \cdot (x_2 + x_3) + \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2$
c) $y = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 + x_1 \cdot x_2$

ν	x_1	x_2	x_3	y
0	0	0	0	0
1	0	0	1	1
2	0	1	0	0
3	0	1	1	1
4	1	0	0	1
5	1	0	1	1
6	1	1	0	0
7	1	1	1	1

Bild 6.32: Wertetabelle einer Schaltfunktion mit drei unabhängigen Variablen

6.3.4. Karnaugh-Diagramm

Eine andere Art der Darstellung des Booleschen Raumes einer Schaltfunktion ist das Karnaugh-Diagramm (oft auch Karnaugh-Tafel genannt), das erstmals von *M. Karnaugh* 1953 angegeben wurde. Es ist ebenfalls wie das V-Diagramm ein Rechteckpflaster, nur daß die Punkte P_ν in einer anderen Reihenfolge angeordnet sind. Im folgenden wird gezeigt, wie sich das K-Diagramm aus der Wertetabelle einer Schaltfunktion ableiten läßt.

Dazu werde die im Bild 6.32 dargestellte Schaltfunktion benutzt. Der aus den drei unabhängigen Variablen x_1, x_2 und x_3 bestehende Teil der Wertetabelle läßt sich in zwei Bereiche unterteilen, in den oberen (wo x_1 den Wert Null hat) und in den unteren (wo x_1 den Wert Eins hat). In der oberen Hälfte ergeben sich für die

restlichen Variablen x_2 und x_3 alle vier möglichen Kombinationen. Diese wiederholen sich in der unteren Hälfte gleichermaßen. Anstatt nun diese vier Kombinationen je zweimal untereinander aufzutragen, kann man sie einmal nebeneinander anordnen. Für die Variable x_1 genügen dann zwei Zeilen (für den Wert Null und für den Wert Eins, wie im Bild 6.33 dargestellt).

Die so entstandene umgeformte Wertetabelle kann noch weiter vereinfacht werden, wenn man den Kopf wegläßt, die unabhängigen Variablen x_2 und x_3 nur noch einmal links oben angibt und die Kombinationen $x_2\,x_3$ an die entsprechenden Spalten anschreibt. Vertauscht man nun noch die dritte und vierte Spalte miteinander, so daß beim Übergang von einem Feld zum anderen nur noch eine unabhängige Variable ihren Wert ändert, so erhält man das K-Diagramm für drei Variable (siehe Bild 6.34). In das Diagramm werden nur die Einsen der Schaltfunktion $y = f(x_1, x_2, x_3)$ eingetragen; wo die Schaltfunktion den Wert Null hat, bleibt das entsprechende Feld frei.

Eine andere Art der Darstellung des K-Diagramms, die sich an das schon behandelte V-Diagramm anlehnt, zeigt Bild 6.35. Hier sind nur diejenigen Zeilen und Spalten mit den entsprechenden unabhängigen Variablen bezeichnet, wo diese den Wert Eins haben. Diese Darstellungsweise wird im folgenden benutzt, um eine gewisse Vereinheitlichung in der Darstellung zwischen V- und K-Diagramm zu erreichen.

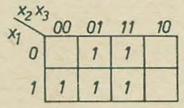
Wie bereits angedeutet, hat das K-Diagramm die wichtige Eigenschaft, daß beim Übergang von einem Feld zum anderen jeweils nur eine unabhängige Variable ihren Wert ändert. Diese Eigenschaft weisen aber auch die Randfelder auf. Beim Übergang vom Feld oben rechts (erste Zeile, vierte Spalte) zum Feld oben links (erste Zeile, erste Spalte) ändert nur die Variable x_2 ihren Wert von Eins auf Null. Anhand von Bild 6.34 oder 6.35 kann man sich leicht überzeugen, daß dies auch für alle anderen Randfelder gilt. Deshalb kann das K-Diagramm einschließlich seiner Ränder als zusammenhängend angesehen werden. Dies bringt Vorteile in bezug auf die Vereinfachung von Schaltfunktionen. Darüber hinaus ist die Anordnung der Punkte P_ν für jedes K-Diagramm ebenso wie beim V-Diagramm ein für allemal festgelegt.

Das K-Diagramm kann auch für mehr als drei unabhängige Variable aufgestellt werden. Bei mehr als sechs Variablen wird es jedoch unübersichtlich und bringt in seiner Anwendung keine Vorteile mehr. Bild 6.36 zeigt die K-Diagramme für $n = 2$ bis $n = 6$. In die einzelnen Felder sind rechts unten noch die Punkte P_ν eingetragen. Sie dienen nur zur Orientierung und zeigen überdies die unterschiedliche Anordnung im Vergleich zum V-Diagramm (siehe Bild 6.26). Die Diagramme für $n = 5$ und $n = 6$ weisen eine Besonderheit auf. Bezüglich der eingezeichneten Doppellinien müssen nämlich gewisse Symmetriebedingungen erfüllt sein. Ein Bereich, der Teile beidseitig dieser Doppellinien umfaßt, muß symmetrisch zur Doppellinie liegen. Andererseits dürfen Felder, die zwar nicht unmittelbar aneinandergrenzen, jedoch symmetrisch zur Doppellinie liegen, zusammengefaßt werden.

Aus Gründen der Anschaulichkeit wird für $n \geq 5$ eine Darstellung gemäß Bild 6.37 (siehe nächste Folge) gewählt. Hier wurde, wenn man Bild 6.36 für $n = 5$ betrachtet, die rechte Hälfte des K-Diagramms längs der Doppellinie nach hinten geklappt und hinter die linke Hälfte gelegt. Die zusammengehörenden Bereiche wurden gekennzeichnet (z. B. Bereich ...: hier hat die Variable x_5 den Wert Eins). Die Punkte P_ν wurden zur Orientierung (Übertragung der Wertetabelle ins K-Diagramm) rechts unten in jedes Feld eingetragen. Aus der räumlichen Darstellung geht nun besonders deutlich hervor, daß im Bereich x_5 (...) die früher getrennt, aber

x_1	$x_2\,x_3$ 0 0	$x_2\,x_3$ 0 1	$x_2\,x_3$ 1 0	$x_2\,x_3$ 1 1
0	0	1	0	1
1	1	1	0	1

Bild 6.33: Umformung der Wertetabelle



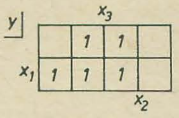


Bild 6.34: K-Diagramm für drei Variable

Bild 6.35 (rechts): Eine andere Bezeichnung der Zeilen und Spalten des K-Diagramms

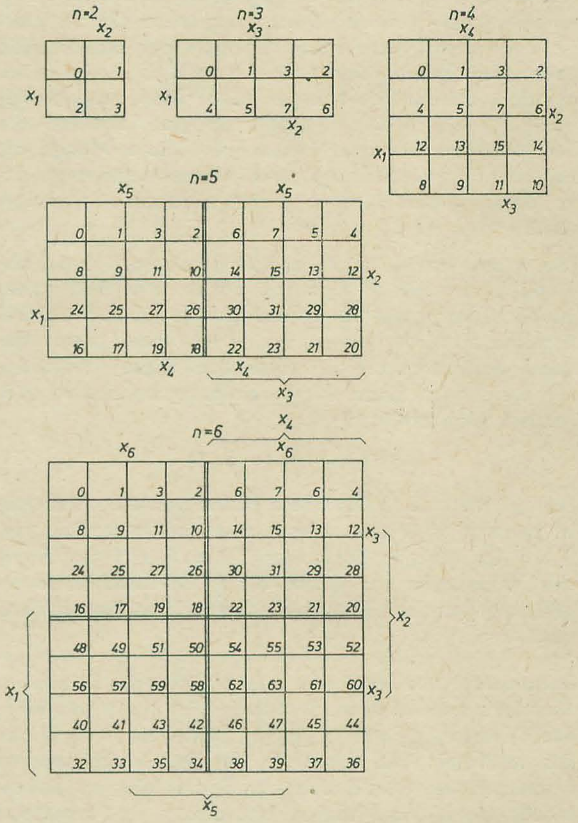


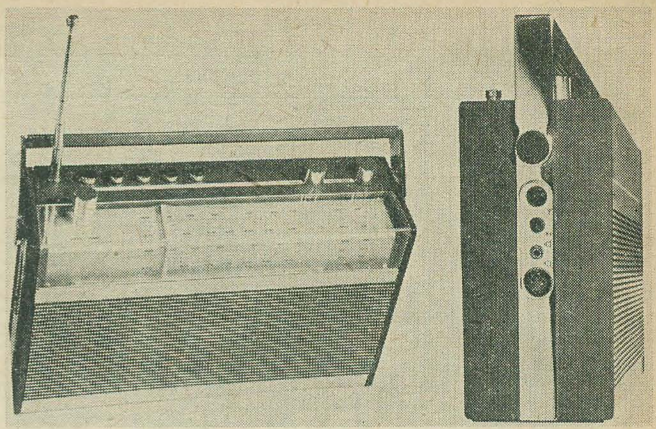
Bild 6.36: K-Diagramme für zwei bis sechs unabhängige Variable

symmetrisch zur Doppellinie gelegenen Felder durch die Umklappung übereinander zu liegen kommen und somit wirklich benachbart liegen.

Bild 6.37 zeigt ferner noch die räumliche Darstellung für $n = 6$. Anhand der eingetragenen Punkte P_ν kann man sich die Entstehung dieser Darstellung aus der ebenen Darstellung klarmachen. Die beiden ersten Blöcke zu je 16 Felder (Bild 6.37) entstehen wie bei der Darstellung für fünf Variable, indem der rechte obere 16ner-Block im Bild 6.36 längs der senkrechten Doppellinie nach hinten geklappt und hinter den linken oberen 16ner-Block gelegt wird. Der rechte untere 16ner-Block wird ebenfalls längs der senkrechten Doppellinie nach hinten geklappt und hinter den linken unteren 16ner-Block gelegt. Die beiden unteren Blöcke werden dann nochmals längs der waagerechten Doppellinie nach hinten geklappt und hinter die oberen zwei 16ner-Blöcke gelegt.

Wird fortgesetzt

Reiseempfänger Stern-Dynamic



Ing. ROLAND SCHEUBNER

Mitteilung aus dem VEB Kombinat Stern-Radio Berlin, Stammbetrieb

Zur Schaffung des einheitlichen Gerätesystems für die Komplexe Reiseempfänger und Heimempfänger wurden folgende Forderungen gestellt:

- Angleichung der Schaltungstechnik
- Anpassung der Konstruktionsprinzipien
- Vereinheitlichung der Technologie

Bei der Entwicklung des Reiseempfängers Stern-Dynamic wurden diese Bedingungen voll erfüllt.

Stern-Dynamic ist ein volltransistorisierter AM/MF-Kofferempfänger mit 14 Kreisen (5 AM und 9 FM); er besitzt 9 Transistoren, 7 Dioden und 1 Kleinstabilisator. Er verfügt über die Bereiche UKW, KW, MW; eine getrennte Taste für TA/TB ist vorgesehen.

Das Gerät ist in fünf Gehäusevarianten geplant und hat folgende Abmessungen: 275 mm × 175 mm × 82 mm. Die Betriebsspannung beträgt 9 V. Zur Stromversorgung können wahlweise 6 × R 14-Elemente 1,5 V oder 2 × 3 R 12-Batterien 4,5 V eingesetzt werden. Für eine externe Stromversorgung ist eine Anschlußbuchse nach IEC für 9 V vorhanden. Der Zugang zur Universalbatteriekammer erfolgt durch Lösen der Batterieklappe in der Bodenplatte des Gerätes.

Die Bedienelemente für Lautstärke, kombiniert mit dem Ein-Ausschalter, Abstimmung und Klangregelung befinden sich an der Oberseite des Gerätes. Die Skala ist als Winkelskala einschließlich Zeiger ausgeführt. Durch diese konstruktive Lösung konnten erstmalig durch eine Chassisplatte mehrere Gestaltungsvarianten abgeleitet werden, da auch die obenerwähnten Bedienungselemente wahlweise an der Ober- bzw. Frontseite angeordnet werden.

Um maximale Kooperationsbeziehungen zu ermöglichen, mußten bei der Entwicklungskonzeption des Geräts vier Hauptbaugruppen vorgesehen werden:

- HF-ZF-NF-Verstärker
- UKW-Tuner
- Antriebsteil
- Gehäuse komplett

Beim Aufbau des Geräts wurde das technologisch optimale Konstruktionsprinzip der chassislosen Anordnung gewählt.

AM/HF-ZF-NF-Verstärker

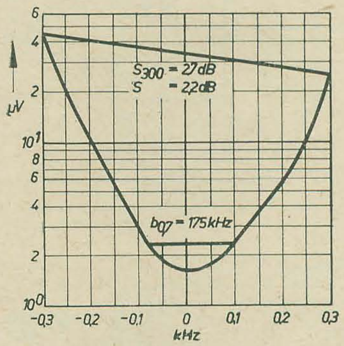
Der auf einer Platine aufgebaute AM/HF-ZF-NF-Verstärker bildet eine komplett prüfbare Einheit.

HF-Eingangsteil und Mischstufe

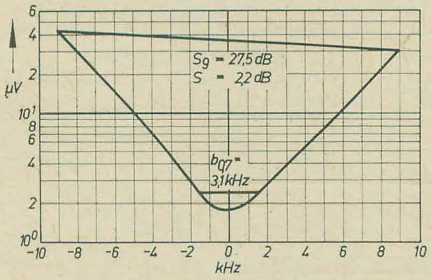
Der HF-Eingangsteil einschließlich selbstschwingender Mischstufe ist mit dem Transistor GT 322 B 1 bestückt. Die Bereiche werden mit einem Schiebetastenschalter nach dem Aufreihprinzip umgeschaltet.

Die Mischschaltung wurde in der bekannten selbstschwingenden Mischschaltung dimensioniert, wobei der Transistor T_1 in seinem Arbeitspunkt stabilisiert ist, um konstantes Schwingverhalten und niedrigste Aussetzspannung zu gewährleisten.

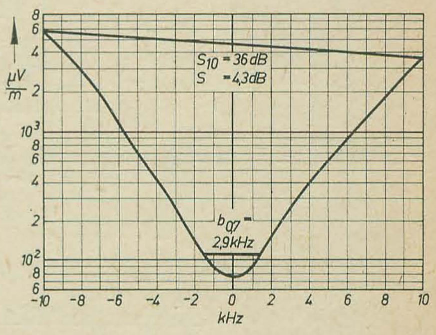
Der Signalweg ist folgender: Das Eingangssignal gelangt bei KW vom Tele-



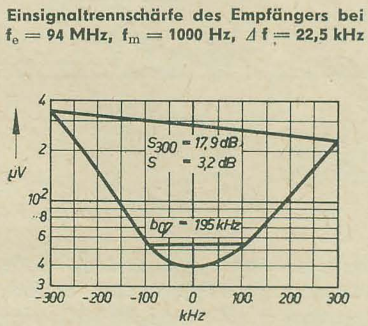
Einsignaltrennschärfe des Empfängers bei $f_e = 94$ MHz, $f_m = 1000$ Hz, $\Delta f = 22{,}5$ kHz



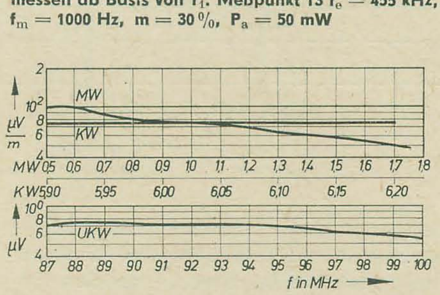
Einsignaltrennschärfe des AM-ZF-Verstärkers, gemessen ab Basis von T_1. Meßpunkt 13 $f_e = 455$ kHz, $f_m = 1000$ Hz, m = 30 %, $P_a = 50$ mW



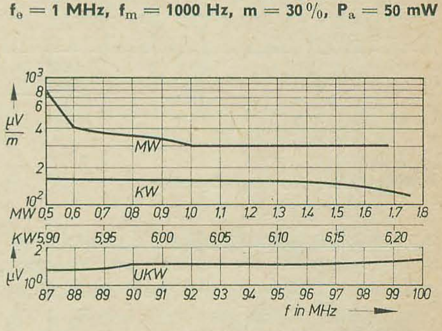
Einsignaltrennschärfe des Empfängers bei $f_e = 1$ MHz, $f_m = 1000$ Hz, m = 30 %, $P_a = 50$ mW



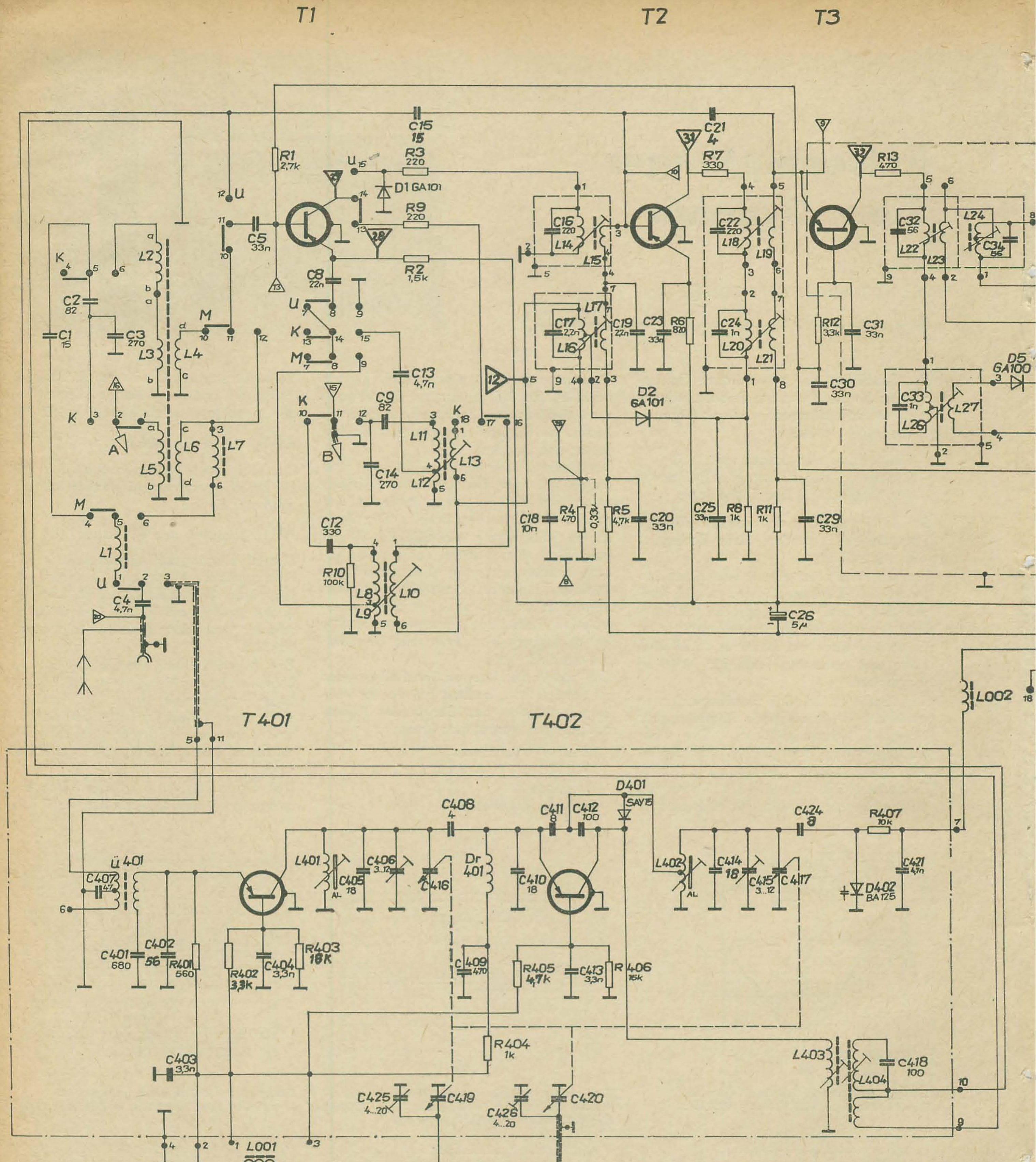
Einsignaltrennschärfe des FM-ZF-Verstärkers, gemessen ab Basis T_1. Meßpunkt 13 $f_e = 10{,}7$ MHz, $U_s = 0{,}2$ V



Verstärkungsbegrenzte Empfindlichkeit der Bereiche UKW, KW, MW. Bereich UKW über Autoantennenanschluß, Bereiche KW, MW über Ferritantenne gemessen



Rauschbegrenzte Empfindlichkeit der Bereiche UKW, KW, MW. Bereich UKW über Autoantenne, Bereiche KW, MW über Ferritantenne gemessen

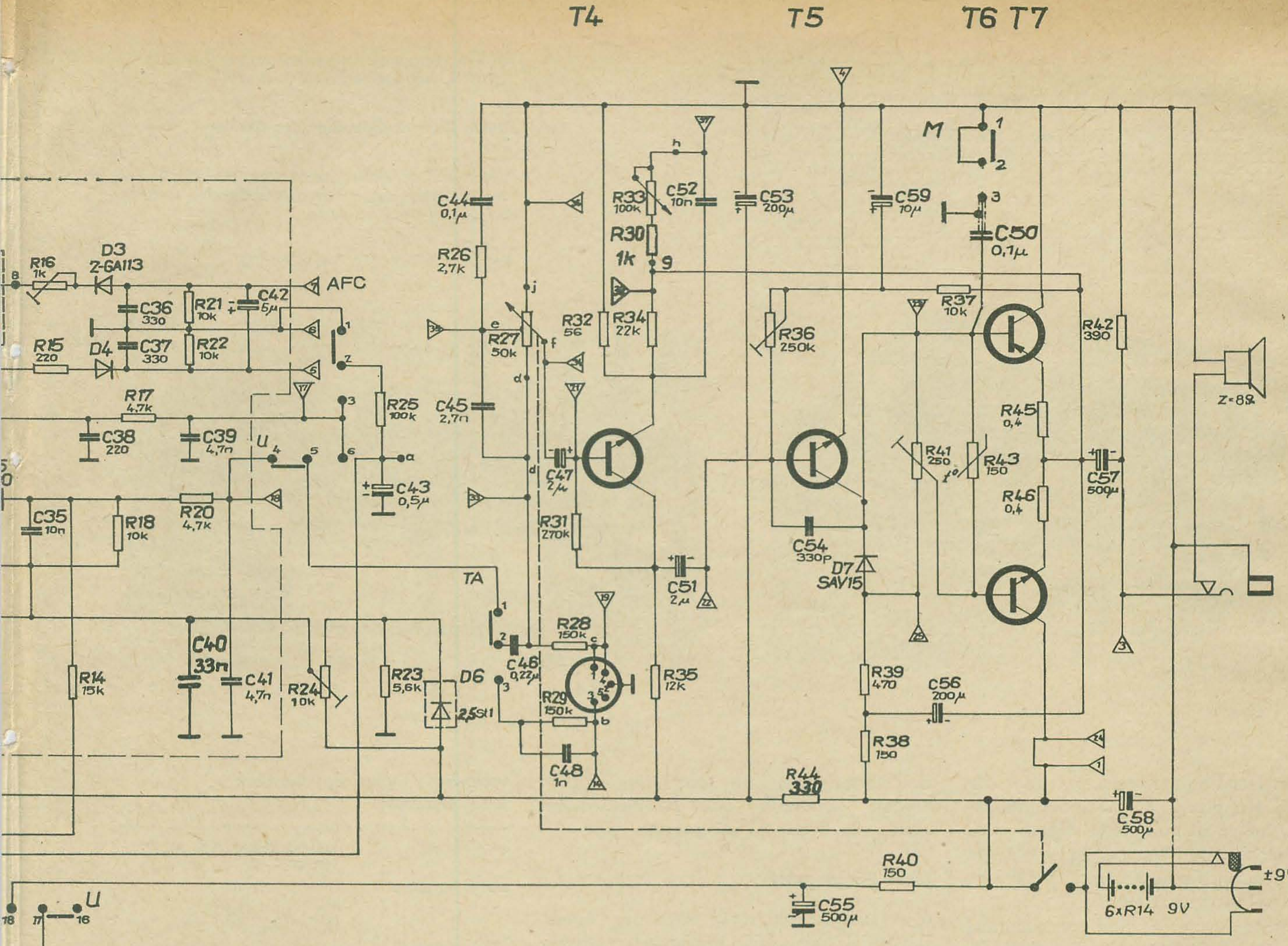


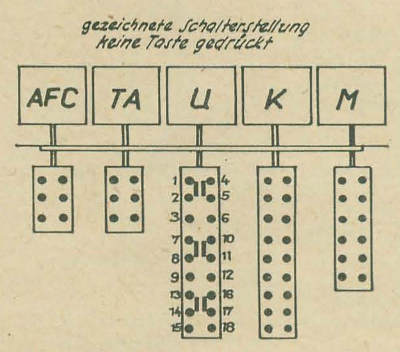
Stromlaufplan des Stern-Dynamic

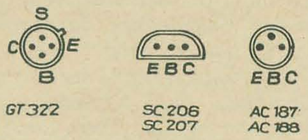
skopstab bzw. der Ferritantenne, bei MW von der Ferritantenne über den Basisumschalter U 10-11-12 und den Ankoppelkondensator C_5 an die Basis von T_1.

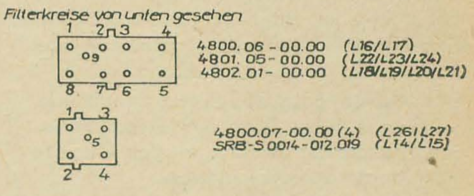
Bei Autobetrieb gelangt die Eingangsspannung über die FM-Sperre L_1 und die Ankoppelspule L_7 und C_5 an den Basiseingang von T_1. Nach erfolgter Mischung gelangt das Signal über die Oszillatorankoppelspule L_{10} bzw. L_{13} an den Eingang des ZF-Verstärkers.

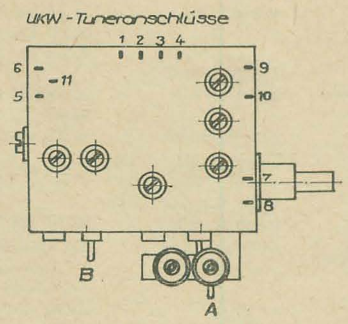
Der AM-FM-ZF-Verstärker ist zweistufig aufgebaut. Die verwendeten Filterkreise wurden gemeinsam mit Stern-Radio Sonneberg entwickelt und sind ebenfalls in den Heimempfängern des Gerätesystems enthalten. Die erste ZF-Stufe wird in neutralisierter Emitterschaltung, die zweite in Basisschaltung mit stabilisiertem Arbeitspunkt betrieben. AM-seitig besitzt der ZF-Verstärker eine Regelstufe











Transistor	T401	T402	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7
Typ	GT313B	GT322B3	GT322B1	GT322B1	GT322B1	SC207c	SC206c	AC188	AC187
U_C [V]	(9,0)	(9,0)	8,4 (8,8)	7,7 (7,7)	8,5 (8,5)	7,4 (7,4)	4,3 (4,3)	9,0 (9,0)	0 (0)
U_B [V]	(3,2)	(3,3)	4,6 (4,6)	4,5 (4,5)	4,6 (4,6)	8,3 (8,3)	8,2 (8,2)	4,3 (4,3)	4,0 (4,0)
U_E [V]	(3,0)	(3,1)	4,5 (4,4)	4,3 (4,3)	4,4 (4,4)	8,9 (8,9)	9,0 (9,0)	4,2 (4,2)	4,2 (4,2)

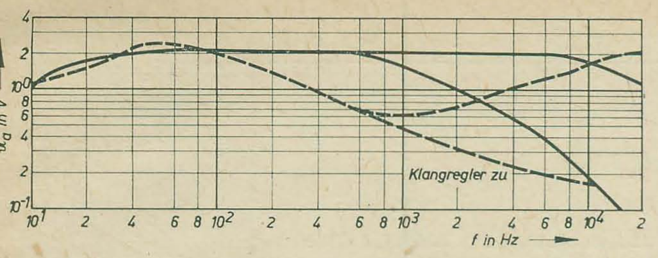
Spannungen gemessen mit URV gegen + Batterie
Schalterstellung MW, Klammerwerte bei UKW

Alle Messungen erfolgen ohne Signal

und eine zusätzliche Dämpfungsdiode. FM-seitig erfolgt eine Begrenzung im Ratiodetektor, der für die Erzeugung der Nachstimmspannung symmetrisch aufgebaut ist.

Die für diese Geräteklasse notwendigen ZF-Selektionswerte von 20 dB bei AM und 16 dB bei FM werden durch zwei Einzelkreise und ein Ratiofilter für FM und zwei Einzelkreise und einen Demodulatorfilterkreis für AM garantiert.

Das AM-ZF-Signal gelangt vom Kollektor des T_1 über L_{10} bzw. L_{13} an den ersten AM-ZF-Filterkreis, der an seiner Anzapfung die Dämpfungsdiode D_2 steuert. Induktiv gekoppelt wird über L_{17} und L_{15} das Signal der Basis von T_2 zugeführt. Nach erfolgter Verstärkung wird es über den Filterkreis L_{20}/L_{21} dem in Basisschaltung betriebenen Transistor T_3 angelegt. Vom Kollektor des T_3 läuft der Signal-

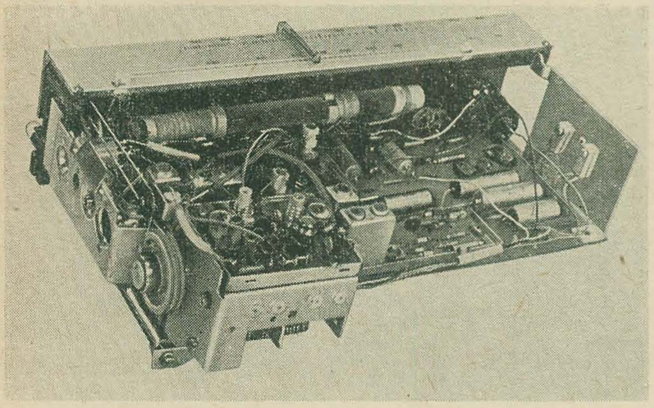


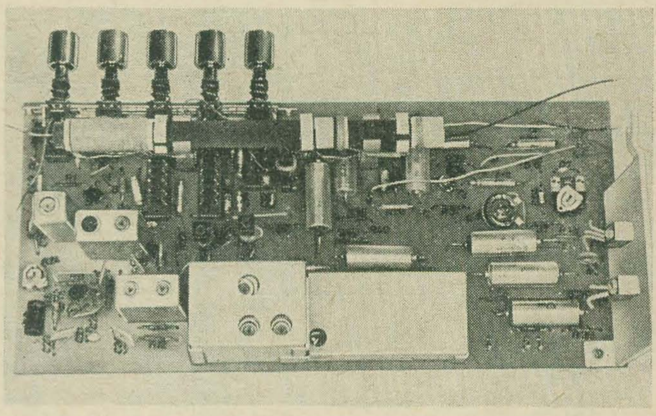
◄ **NF-Frequenzgang, gemessen an 8 Ω bei 50 mW/0,5 W, Klangregelung „auf" und „zu"**

Unten links: Innenaufbau des Gerätes

Unten rechts: Einheitliche Leiterplatte für Reise- und Heimempfänger der entsprechenden Gerätekategorien des Kombinats

Fotos: Werkfoto (1), Scheubner (2)





weg zum Demodulatorkreis und über die induktive Kopplung zur Demodulationsdiode D_5. Das demodulierte Signal wird dann über R_{20}, den Umschalter U 4/5 und den folgenden Reglerkomplex dem NF-Verstärkereingang angelegt.

Der FM-Signalweg ist analog, nur wird hier bereits am Kollektor von T_1 durch D_1 eine Verstärkungsbegrenzung vorgenommen. Der im Ratiokomplex enthaltene Einstellregler R_{16} dient zur optimalen Einstellung der AM-Unterdrückung.

Das induktiv ausgekoppelte demodulierte FM-Signal führt über die Deemphasis, den Umschalter U 5/6 und den Reglerkomplex an den NF-Eingang.

NF-Verstärker

Der NF-Verstärker wird dreistufig ausgelegt, er gibt bei 9 V Betriebsspannung an 8 Ω eine Ausgangsleistung von 1 W bei k = 10 %. Die rauscharme Vorstufe und die Treiberstufe sind mit Si-Transistoren bestückt, die eisenlose Komplementärendstufe ist mit Ge-Transistoren aufgebaut. Im Eingang des NF-Verstärkers wird im Reglernetzwerk eine Lautstärkeregelung mit Anzapfung verwendet, um eine nahezu gehörrichtige Lautstärkeregelung zu erreichen. Zur Klangregelung wird ein Diskantregler zur Höhenbedämpfung eingesetzt.

Die Komplementärendstufe besitzt eine Temperatur- und Betriebsspannungsstabilisierung, der Arbeitspunkt ist einstellbar.

Zur Verbesserung der Empfangseigenschaften bei MW enthält der NF-Verstärker ein durch den MW-Schalter auszuschaltendes Netzwerk zur Dämpfung der Frequenz 9 kHz. Die erreichten Dämpfungswerte liegen für 9 kHz bei 10 dB, für 5 kHz bei 6 dB, die Grunddämpfung bei 1 kHz ist 0,6 dB.

Zur Vermeidung von Übernahmeverzerrungen innerhalb des NF-Verstärkers wurde die Diode D_7 eingesetzt.

UKW-Eingangsteil

Als UKW-Eingangsteil wird der Tuner Typ III GS mit AFC eingesetzt. Dieser Tuner wurde so vereinheitlicht, daß er sowohl in den Kofferempfängern als auch in den Heimgeräten des Kombinats verwendet werden kann.

Die Schaltung und der Signalweg des Grundtyps dieser Variante wurde in der Beschreibung des Stern-Camping in rfe 18 (1969) H. 11, S. 341, erläutert. Die folgenden technischen Daten gelten für die Tunerausführung des Stern-Dynamic.

Technische Daten des Tuners

Betriebsspannung	8,2 V
zulässige Abweichung der Betriebsspannung für Funktionsfähigkeit	nach TGL 8836 +10 % −33 %
Gleichstromaufnahme	≦ 5 mA
Transistorbestückung	GT 313 B, TG 322 B 3/B 4
Eingangswiderstand	75/300 Ω
Welligkeitsfaktor am Eingang	$S_E \leq 3$
Eingangsspannung	< 50 mV
Rauschzahl	< 10 kT_0
Leistungsverstärkung an der Ersatzbelastung 200/50 Ω/pF	25 dB +3 dB −5 dB
Lage der Oszillatorfrequenz	$f_0 = f_e + f_z$
Zwischenfrequenz	10,7 MHz
Spiegelfrequenzstörverhältnis	> 20 dB
Zwischenfrequenzstörverhältnis	> 40 dB
Frequenzverwerfung infolge Änderung der Betriebsspannung	< ± 50 kHz/V
Stellsteilheit der Nachstimmschaltung	± 0,2 MHz/V··· ± 0,8 MHz/V
Bandbreite	(300 ± 50) kHz
Trennschärfe	> 8 dB

Technische Daten des Gerätes Stern-Dynamic

Bezeichnung	Kofferempfänger K III 2122 TGL 8836
Wellenbereiche	UKW 87,5···100 MHz KW 5,9···6,2 MHz MW 520···1605 kHz
Transistoren	9
Dioden	7
Selenstabilisator	1
Ausgangsleistung des NF-Verstärkers	1 W bei k = 10 %
Stromversorgung	9 V, 6× 1,5 V R 14-Elemente 2× 3 R 12-Batterien
Klangfarbe	stetig regelbar
Zwischenfrequenz	AM 455 kHz FM 10,7 MHz
Kreise	
fest AM/FM	3/7
variabel AM/FM	2/2
Abstimmung	AM- und FM-Drehkondensator
Empfindlichkeit (rauschbegrenzt)	UKW −93 dB (mW) KW −70 dB (V/m) MW −62 dB (V/m)
HF-Selektion	AM 30 dB bei 1 MHz FM 26 dB bei 94 MHz
Spiegelfrequenzstörverhältnis	30 dB bei 1 MHz 20 dB bei 6,1 MHz 20 dB bei 94 MHz
Zwischenfrequenzstörverhältnis	32 dB bei 1 MHz 40 dB bei 94 MHz
AVR-Gütezahl	38 dB bei 1 MHz
Einsatzpunkt der statischen Begrenzung	−80 dB bei 94 MHz
statisches AM-Dämpfungsverhältnis	30 dB bei 94 MHz
Demodulation	FM Ratiodetektor mit Subminiaturdiode AM Diode
Antenne	UKW, KW Teleskopantenne AM Ferritantenne
Lautsprecher	LP 553 Z = 8 Ω 1,5 W
Abmessungen in mm	275 × 175 × 82
Besonderheiten	automatische UKW-Scharfabstimmung AFC, Autoantennenanschluß für alle Bereiche, Netzteilanschluß, TA/TB-Anschluß, Ohrhörer
Masse	≈ 2,0 kg

Dipl.-Ing. R. BEHRENS

Farbfernsehempfänger 7

Raduga 5 BG

7.4. 8-Diodenumschalter und Schaltertrigger

7.4.1. 8-Diodenumschalter

Im Gegensatz zum „Color 20" verwendet man bei den sowjetischen Geräten „Raduga" und „Rubin" einen 8-Diodenumschalter im Dekoder. Dieser Umschalter wird im Halbzeilenrhythmus von einem sog. Schaltertrigger (bistabiler Multivibrator) geschaltet, der durch Zeilenrückschlagimpulse gesteuert wird. Der Umschalter ist mit den sowjetischen Schaltdioden vom Typ Д 20 bestückt ($D_{4-15} \cdots D_{4-22}$). Seine Wirkungsweise soll anhand des Bildes 19 erläutert werden.
Jeder Zweig des Umschalters besteht aus zwei Halbleiterdioden, die zusammen mit dem gemeinsamen Widerstand an den Katoden bzw. Anoden einen 2-Diodenbegrenzer bilden. Für die Dauer einer Zeile werden zusammen entweder die Diagonalzweige oder oberer und unterer Zweig (entsprechend der Polarität des Schaltsignals) bis zu einem bestimmten Begrenzerpegel (entsprechend der Amplitude des Schaltsignals) geöffnet. Die Umschaltimpulse werden im Schaltertrigger erzeugt, der aus den Transistoren T_{4-11} und T_{4-12} besteht.

Durch die Wahl einer sehr großen Schaltamplitude wäre es möglich, den Schalter als reinen Umschalter ohne Begrenzerfunktion (wie im „Color 20") arbeiten zu lassen. In den sowjetischen Farbfernsehempfängern wird der 8-Diodenumschalter jedoch gleichzeitig als Amplitudenbegrenzer eingesetzt.
Beispiel: Wird die Zeile mit der blauen Farbinformation gesendet, so liegt am Eingang des direkten Kanals des Schalters die direkt gesendete Zeile mit D_B an, am Eingang des verzögerten Kanals die vorhergehende Zeile mit D_R. Während dieser Zeit müssen die Diagonalzweige geöffnet werden, damit die Zeile mit D_B auf den oberen Ausgang des Schalters und den Diskriminator für Blau kommt. Die Zeile mit D_R gelangt demzufolge auf den unteren Ausgang und den Diskriminator für Rot. Die Schaltspannung muß also positiv an C_{4-49} und negativ an C_{4-48} sein. Gleichzeitig sind die Dioden des oberen und unteren Zweiges gesperrt, so daß ein Übersprechen vernachlässigbar klein ist. Durch den gegenüber einem 4-Diodenschalter erhöhten Schaltungsaufwand ergeben sich folgende Vorteile:

- die Übersprechdämpfung zwischen direktem und verzögertem Kanal ist infolge der Reihenschaltung der Dioden eines Zweiges höher als beim 4-Diodenumschalter. (Reihenschaltung von je zwei Sperrkapazitäten und -widerständen)
- durch die Wahl der Schaltamplitude kann ein 8-Diodenumschalter entweder als reiner Schalter oder als Schalter mit Begrenzerfunktion verwendet werden.
- die Ausgänge des 8-Diodenumschalters enthalten nicht das Schaltsignal.

An den Ausgängen des 8-Diodenumschalters entsteht allerdings eine Gleichspannung, die am R_{4-68} negativ und am R_{4-67} positiv ist, jedoch im weiteren Schaltungsverlauf nicht stört. Die vom Schaltertrigger erzeugte Schaltamplitude beträgt 8 V, so daß bei der vorgegebenen Dimensionierung die simultane Farbinformation am Ausgang des Umschalters auf eine Amplitude von 200 mV begrenzt vorliegt.

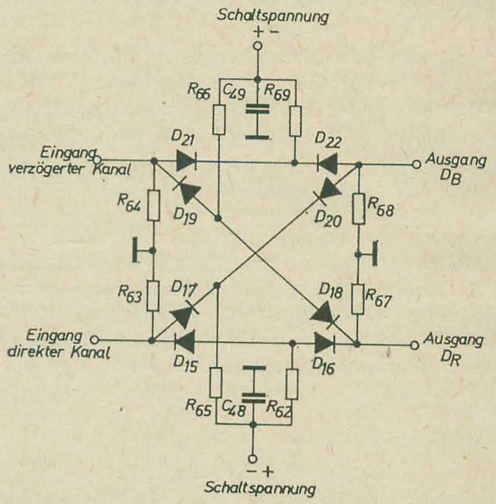


Bild 19: 8-Diodenumschalter

7.4.2. Schaltertrigger

Als Schaltertrigger wird ein symmetrischer bistabiler Multivibrator eingesetzt (T_{4-11}, T_{4-12}), der mit den pnp-Ge-Transistoren МП 40 (entsprechen GC 116) bestückt ist.
Positive begrenzte Zeilenrückschlagimpulse mit einer Amplitude von $U_{ss} = 33$ V gelangen an den Anschlußpunkt 9 des Dekoders und werden an C_{4-45} und R_{4-61} differenziert.
Die differenzierte Vorderflanke (positive Spitze) passiert die Torschaltung (D_{4-12} bzw. D_{4-14}) und sperrt den jeweils leitenden Transistor des Schaltertriggers, wodurch der gesperrte leitend wird. Es entstehen rechteckige Kollektorspannungsimpulse mit einer Amplitude von etwa 8 V, die über die RC-Glieder R_{4-70}/C_{4-50} bzw. R_{4-56}/C_{4-46} dem Umschalter zugeführt werden. Über die Dioden D_{4-11} bzw. D_{4-13} erfolgt die Phasensynchronisation des Umschalters. Der hierfür notwendige zusätzliche Umschaltimpuls bei falscher Schaltfolge des Umschalters wird in der Kennschaltung gewonnen, auf die später eingegangen wird.
Die Dioden $D_{4-11} \cdots D_{4-14}$ sind Germanium-Universaldioden vom Typ Д 9 Д ($U_{R\,max} = 30$ V, $I_{F\,max} = 100$ mA). Zur Verbesserung des Schaltverhaltens ist bei der neuen Radugaausführung zusätzlich ein Widerstand von 15 kΩ (R_{4-95}) zwischen der — 15-V-Schiene und R_{4-61} vorhanden. Hierdurch werden die Dioden D_{4-12} und D_{4-14} in Sperrichtung vorgespannt.

7.5. Zweiter 2-Diodenbegrenzer

Die beiden sich an den Umschalter anschließenden Verstärkerkanäle für das rote bzw. blaue geträgerte Farbartsignal sind im wesentlichen gleich aufgebaut. Sie unterscheiden sich durch die entgegengesetzten Vorzeichen ihrer Diskriminatorkennlinie und die verschiedenen Emitterkombinationen der Diskriminatortransistoren T_{4-7} und T_{4-15}.
Die durch den 8-Diodenumschalter auf 200 mV begrenzte Farbträgeramplitude wird in den Emitterstufen T_{4-5} bzw. T_{4-13} auf etwa 3 V verstärkt. Der Arbeitspunkt dieser Verstärkerstufen ist durch den Basisspannungs-

teiler R_{4-23}/R_{4-24} bzw. R_{4-72}/R_{4-73} eingestellt. Ein unüberbrückter Emitterwiderstand wirkt als Stromgegenkopplung und gleicht Exemplarstreuungen der Transistoren aus. Die Drosseln Dr_{4-3} bzw. Dr_{4-5} wirken in Verbindung mit den Kollektorkapazitäten als breitbandige Resonanzkreise für den Farbträger. Sie werden durch R_{4-27} bzw. R_{4-77} so stark bedämpft, daß die Verstärkung im interessierenden Frequenzbereich konstant ist.

Der sich anschließende 2-Diodenbegrenzer (D_{4-3}/D_{4-4} bzw. D_{4-23}/D_{4-24}) hat folgende Aufgaben:

- Festlegung des maximalen Farbkontrastes mit R_{4-76}
- Farbsättigungsregelung mit R_{8-9}
- Beseitigung evtl. noch vorhandener Amplitudenmodulation

Er dient nicht zum Koeffizientenausgleich zwischen dem roten und blauen Farbdifferenzsignal (wie z. B. beim „Color 20"), da beide 2-Diodenbegrenzerschaltungen vollkommen gleich aufgebaut sind und stets gleichen Begrenzerpegel haben.
Bei maximaler Farbsättigung (Regler R_{8-9} auf Rechtsanschlag = kleinster Widerstandswert) wird mit dem Einstellregler R_{4-76} die Amplitude des Farbträgers hinter dem 2-Diodenbegrenzer auf 250 mV eingestellt. In diesem Fall ergeben sich die für Vollaussteuerung der Lochmaskenröhre mit $U_Y = 100$ V (zwischen 100% Schwarzweißsprung) benötigten Farbdifferenzsignale. In der Praxis muß allerdings die exakte Einstellung von R_{4-76} nach Schirmbild vorgenommen werden.

7.6. *Diskriminatoren*

Die sich an den zweiten 2-Diodenbegrenzer anschließenden Kollektorstufen T_{4-6} bzw. T_{4-14} stellen einerseits die Treiberstufen für die Diskriminatortransistoren T_{4-7} bzw. T_{4-15} dar, andererseits belasten sie mit ihrem hochohmigen Eingangswiderstand nicht die 2-Diodenbegrenzer. Zusätzlich wird über R_{4-31} bzw. R_{4-83} an ihre Basen im Fall einer Farbsendung eine negative Spannung gelegt, die in der Farbkennschaltung gewonnen wird und beide Transistoren vom Sperr- in den Arbeitsbereich bringt.
Die Diskriminatortransistoren T_{4-7} bzw. T_{4-15} erhalten gleichspannungsgekoppelt von den Emittern der Treiberstufen das Farbsignal. Die Kollektorlast wird jeweils durch den Diskriminator gebildet.
Die Farbdiskriminatoren haben die Aufgabe, die geträgerten Farbdifferenzsignale zu demodulieren. Die Nullpunktfrequenzen betragen bekanntlich für Blau 4,250 MHz und für Rot 4,406 MHz. Sie werden mit L_{4-5} bzw. L_{4-4} eingestellt. Der Höckerabstand der Diskriminatorkennlinie ist größer als 1,2 MHz, wodurch unzulässige Farbartverfälschungen sicher vermieden werden. Die Nichtlinearität der Kennlinie darf im Bereich des Nominalhubs (280 kHz) nicht größer als 5% und bei 460 kHz nicht größer als 25% sein.
Mit Hilfe der Trimmer C_{4-26} bzw. C_{4-58} kann die Diskriminatorkennlinie hinsichtlich ihrer Linearität und Symmetrie optimiert werden. Zu diesem Zweck wird das HF-Ausgangskabel des Breitbandwobblers an die Basis von T_{4-6} bzw. T_{4-15} und der Eingang des Sichtgeräts am Anschlußpunkt 5 bzw. 14 des Dekoders angeschlossen.

Besondere Bedeutung hat die Nullpunktkonstanz der Diskriminatoren bei den Geräten mit Gleichspannungskopplung im Farbdifferenzsignalweg (Raduga und Rubin). Bei Fehlabgleich oder Drift des Nullpunktes entsteht am Ausgang des Diskriminators eine von der Größe der Verstimmung abhängige Gleichspannung. Beim „Color 20" wird diese Gleichspannung infolge kapazitiver Kopplung eliminiert, beim „Raduga" jedoch ruft sie eine Änderung der Wehneltspannung und damit eine Störung des Weißabgleichs hervor. Diese Änderung verläuft für Rot und Blau gegensinnig zu Grün, was seine Ursachen in der Schaltung zur Gewinnung des grünen Farbdifferenzsignals hat (die Erläuterung hierzu erfolgt im Abschnitt 7.9.).

Da Verstimmungen des Diskriminatornullpunktes nach höheren und tieferen Frequenzen möglich sind, ergeben sich unkontrollierbare Störungen des Weißabgleichs, die im weiteren Schaltungsverlauf nicht mehr kompensiert werden können. Diese Störungen treten allerdings nur bei Farbsendungen auf. Der Hersteller fordert als maximale Nullpunktabweichung weniger als 10 kHz. Das wird erreicht durch besondere Konstruktion der Diskriminatorfilter, enge Toleranzen der verwendeten Bauelemente und Kondensatoren mit gegenläufigen Temperaturkoeffizienten.

7.7. *Farbträgersperre*

Am Dekoderausgang befinden sich Farbträgersperrkreise (Dr_{4-4}/C_{4-34} für Blau und Dr_{4-6}/C_{4-66} für Rot), die die Farbdifferenzsignale von Farbträgerresten befreien. Die Frequenz der Kreise ist nicht einstellbar. An dieser Stelle ist die Videoemphasis noch nicht erfolgt, sie wird in den Farbdifferenzendstufen vorgenommen.

7.8. *Koeffizientenausgleich*

Der Koeffizientenausgleich zwischen dem roten und blauen Farbdifferenzsignal wird mit R_{4-86} durchgeführt. Dieser Widerstand verändert die Gegenkopplung im roten Kanal, wodurch die Amplitude des roten Farbdifferenzsignals geändert wird. Es kann jedoch nur ein Ausgleich zwischen R–Y und B–Y hergestellt werden. Die Form und Amplitude des grünen Farbdifferenzsignals ist nicht getrennt einstellbar. Sie stimmt bei richtiger Einstellung von Kontrast sowie blauem und rotem Farbdifferenzsignal.

7.9. *Farbdifferenzendstufen*

In der Praxis der Farbfernsehempfangstechnik haben sich heute zwei Arten der Bildröhrenansteuerung durchgesetzt:

- Farbwertsignalansteuerung (oder RGB-Ansteuerung)
- Farbdifferenzsignalansteuerung

Bei der Farbwertsignalansteuerung (z. B. im „Color 20") erhalten die drei Bildröhrenkatoden das entsprechende negative Farbwertsignal mit einer Amplitude von $U_{ss} = 100$ V, während die Wehneltzylinder signalfrei bleiben. Das bedeutet, daß in einer speziellen Dematrixschaltung aus dem Leuchtdichtesignal Y und den beiden Farbdifferenzsignalen R–Y und B–Y die drei Farbwertsignale R, G, B gewonnen und in drei Videoendstufen breitbandig verstärkt werden müssen. Die wirksame Steuerspannung der Bildröhrensysteme ergibt sich aus der Differenz zwischen Wehnelt- und Katodenspannung:

$$U_{st} = U_{g1} - U_k$$

woraus man für Blau

$$U_{st} = 0 - (-B) = B$$

erhält. Entsprechende Gleichungen ergeben sich auch für Rot und Grün.
Die Farbdifferenzsignalansteuerung benötigt eine Videoendstufe mit 5-MHz-Bandbreite für das Y-Signal und drei Verstärkerstufen für die FD-Signale mit einer Bandbreite von 1,5 MHz. Hier gelangt das negative Y-Signal mit einer Amplitude von $U_{ss} = 100$ V an die untereinander verbundenen Katoden der Bildröhre und die FD-Signale an die entsprechenden Wehneltzylinder. Als Steuerspannung für das blaue System der Bildröhre ergibt sich:

$$U_{st} = (B - Y) - (-Y) = B$$

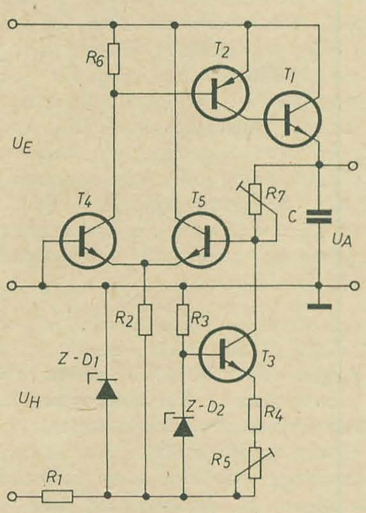
d. h. ebenso wie bei der RGB-Ansteuerung das blaue Farbwertsignal B.
Hier muß allerdings beachtet werden, daß die Steuerwirkung der Wehneltzylinder etwas geringer ist als die der Katode, so daß die Farbdifferenzsignale in ihrer Amplitude größer gewählt werden müssen. Zusätzlich tritt für die FD-Signale am Katodenwiderstand der Bildröhre (Arbeitswiderstand der Videoendstufe) eine Gegenkopplung auf.

Wird fortgesetzt

rfe-Kurzberichte

Serien-Stabilisator mit einstellbarer Ausgangsspannung

Übliche transistorisierte Serien-Stabilisatoren mit einstellbarer Ausgangsspannung sind schwierig zu dimensionieren, wenn der Grenzwert Null Volt erreicht werden soll. Man kann in solchen Fällen zweckmäßig einen konstanten Strom als Referenzgröße verwenden; auf dem Bild ist ein solches Schaltbeispiel dargestellt. Die Hilfsspannung wird mit Z-D_1 stabilisiert. R_3, Z-D_2, T_3, R_4 und R_5 bilden einen Stromgenerator. Der Konstantstrom liefert einen an R_4 einstellbaren Referenz-Spannungsabfall. Die Ausgangsspannung U_A wird auf einen Wert eingeregelt, der etwa gleich diesem Spannungsabfall ist. Der symmetrische Differenz-



verstärker (Regelverstärker) steuert zu diesem Zweck das Stellglied. Beim Zuschalten von U_E wird das Aufregeln des Stellgliedes durch den Differenzverstärker bewirkt.

Die als Beispiel anzusehende Prinzipschaltung eines Serienstabilisators mit Erzeugung des Sollwertes durch einen Konstantstrom aus einer Hilfsspannung eignet sich nicht nur zur Realisierung einer einstellbaren Ausgangsspannung von Null Volt, sondern auch zur Stabilisierung kleiner Spannungen, wo die Vergleichsspannung nicht durch eine Z-Diode erzeugt werden kann. Ein komplementärer Aufbau ist möglich.

Literatur: Schaltbeispiel mit diskreten Halbleiterbauelementen, Ausgabe 1972/1; Intermetall

Geräte und Anlagen nach neuen physikalischen Prinzipien

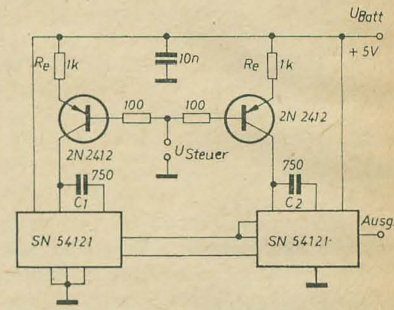
In der UdSSR wurden Chemotrons entwikkelt, d. h. Geräte, die als Informationsträger Ionen benutzen. Der elektrochemische Integrator ИДТ-1 kann für Zeitgeberschaltungen oder Amperestundenzähler eingesetzt werden. Bei Stromdurchtritt erfolgt nach Zuführen einer bestimmten Energiemenge ein Potentialsprung am Ausgang. Bei Erreichen einer Spannung von 0,5 V sollte der Integrator abgeschaltet werden. Der elektrisch steuerbare elektrochemische Widerstand ЭУР-01 kann als Stellglied für den Pegelausgleich von Leitungsverstärkern o. ä. eingesetzt werden. Bei Abschalten des Steuerstroms behält der Widerstand den zuletzt eingestellten Wert, er besitzt also ein „Gedächtnis". Für die Veränderung des Widerstands von 15 auf 150 Ω wird eine Stellzeit von 2···4 min benötigt.

Die elektrochemischen Zeitzähler (Angabe der Betriebsstunden eines Gerätes) können im Umgebungstemperaturbereich von — 30 bis + 65 °C arbeiten, sie benötigen eine elektrische Leistung von 5···10 mW und haben keine mechanisch bewegten Teile. Die beiden Typen ЭСВ-0,5-12,6/0 und ЭСВ-2,5-27/0 besitzen ein elektrochemisches Mikrocoulombmeter mit Quecksilberkapillare, das nach dem Prinzip der Lösung oder Ausscheidung von Quecksilber bei Einwirkung des elektrischen Stromes beruht. Bei Anschluß an eine stabilisierte Gleichspannungsquelle bewegt sich ein Spalt in der Quecksilbersäule zeitproportional über die Kapillare von einer Seite zur anderen. Ein derartiger Zähler ist in dem sowjetischen Gerät Ч 3-32 als Betriebsstundenzähler eingebaut.

Literatur: N. Lidorenko in Informationssammelband 3/1972 „Internat. Austell.", S. 19–21

Spannungsgesteuerter Oszillator mit TTL-Schaltkreisen

Mit zwei monolithischen monostabilen Multivibratoren (hier der Typ SN 54 121 von Texas Instruments) und zwei Konstantstromquellen läßt sich ein spannungsgesteuerter Oszillator (VCO) aufbauen, dessen erzeugte Frequenz im Bereich von 1···7 kHz durch eine Steuerspannung von 0,5···3,5 V verändert werden kann. Unser Bild aus einem Artikel in „Electronic Design" 20 (1972) H. 6, S. 156–157, zeigt die Schaltung, die durch Änderung der zeitbestimmenden



Kondensatoren bis zu Frequenzen im MHz-Gebiet eingesetzt werden kann. Der Ladestrom für die zeitbestimmenden Kondensatoren C_1 und C_2 hängt mit der Steuerspannung U_{st} über die Beziehung

$$I_e = \frac{U_{speise} - 0{,}7\,V - U_{st}}{R_e}$$

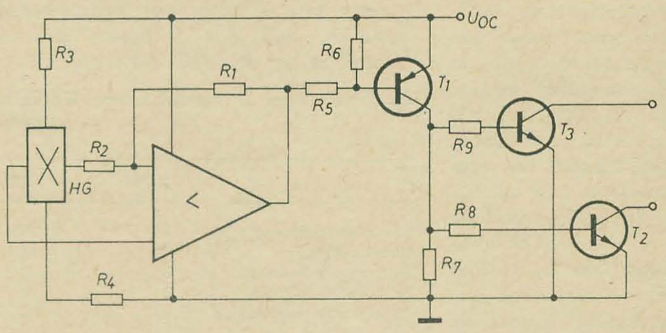
zusammen. Experimentell ergibt sich für die erzeugte Frequenz die Beziehung $f \approx I_e/8\,C$. Der Ausgangspegel der Schaltung entspricht dem genormten TTL-Pegel. Man kommt mit einem SN 54 121 aus, wenn man keine symmetrische Ausgangsimpulsform fordert; dann arbeitet die Schaltung als Spannungs-Impulsbreitenwandler mit vergleichbarer Stabilität.

Magnettaste mit Hallgenerator

Kontaktlose Schalter können vorteilhaft auf magnetischer Basis mit Feldplatten oder Hallgeneratoren verwirklicht werden. Dem zusätzlichen Steuerstrombedarf des Hallgenerators, der für einfache Schalteranwendungen häufig als Nachteil angesehen wird, steht eine vergleichsweise hohe Feldempfindlichkeit entgegen. Der Einsatz von Hallgeneratoren ist deshalb bei kleinen zur Verfügung stehenden Feldstärken zweckmäßiger. Das kleine Nutzsignal kann mit einem hochempfindlichen Dfferentialverstärker (Operationsverstärker) weiterverarbeitet werden. Wegen der beiden Hallanschlüsse erübrigt sich eine zusätzliche Temperaturkompensation.

Der einfache Aufbau der auf dem Bild gezeigten Magnettaste ist durch die hohe betätigung im Feld eines anisotropen Ferritmagneten, so erfolgt im Hallgenerator eine Feldumkehr. Das Nutzsignal verdoppelt sich so gegenüber dem ohne Feldumkehr. Eine große Steigerung der Hallspannung als Funktion des Magnetweges macht einen kleinen Ein- bzw. Ausschaltweg möglich. Liegt der Schaltpunkt in der Nähe des magnetischen Nullpunktes bei Feldumkehr, d. h. am Ort der größten Induktionsänderung, so wird die geringste Vorspannung zur Festlegung des Einschaltweges benötigt. Dann sind lediglich die Nullspannungen von Hallgenerator und Operationsverstärker zu kompensieren.

Der Einsatz der besprochenen Schaltung als Magnettaste ist nur ein Anwendungsgebiet;



Empfindlichkeit des Operationsverstärkers möglich. Auf diese Weise können die ohmsche Nullkomponente und deren Temperaturabhängigkeit, die Temperaturabhängigkeit des steuerseitigen Innenwiderstandes und vor allem die der Empfindlichkeit abgefangen werden.

Bewegt sich der Hallgenerator bei Tasten- sie eignet sich für vielfältigste Überwachungseinrichtungen in magnetischen Anordnungen. Die nachgeschalteten Transistoren T_2 und T_3 machen bei $U_{OC} = +5$ V eine diekte Ansteuerung integrierter TTL-Schaltkreise möglich.

Literatur: Halbleiter-Schaltbeispiele, Ausgabe 1971/72; Siemens AG

Bericht von der Leipziger Herbstmesse 1972

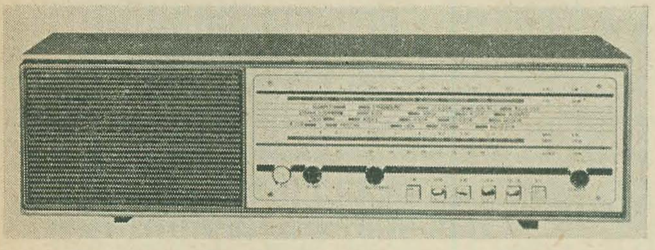
DDR

● Aus mehreren Gründen ist der neue **Heimrundfunkempfänger Prominent 200** des VEB Kombinat Stern-Radio Berlin, Betrieb VEB Stern-Radio Sonneberg, interessant. Es handelt sich um das zweite Gerät eines neuen einheitlichen Gerätesystems von Reise- und Heimempfängern für Monowiedergabe. Das erste Gerät dieses Systems ist der Koffersuper Stern-Dynamic, den wir zuerst in unserem Bericht über die Frühjahrsmesse 1972 erwähnten [Heft 10 (1972) S. 316] und den wir in diesem Heft auf den Seiten 695 bis 698 ausführlich beschreiben. Prominent 200 ist das erste Heimgerät dieser Serie, in der es gelungen ist, eine so weitgehende einheitliche technologische Grundkonzeption für Heim- und Reiseempfänger zu schaffen, daß teilweise gleiche Baugruppen in beiden Empfängerarten eingesetzt werden können. Mit dem Fortschritt in der Herstellungstechnologie verbinden sich Fortschritte in der technischen Qualität. Der NF-Teil wurde vollständig neu entwickelt. Die Endstufe selbst ist eine Komplementärstufe in B-Betrieb mit Ge-Transistoren; durch den Einsatz von Si-Miniplasttransistoren in den NF-Vor- und Treiberstufen konnte der Nennklirrfaktor k von 10% auf 5% gesenkt werden, die Restbrummleistung beträgt nur noch etwa 0,5 μW, der Frequenzgang wurde verbessert und beträgt jetzt 50···15 000 Hz. Erstmalig wurde in dieser Geräteklasse ein 3-VA-Ovallautsprecher mit größerer Membranfläche (180 mm × 115 mm Korbabmessung) eingesetzt. Ebenfalls erstmalig wurde die UKW-Antenne so ausgelegt, daß sie auch für die AM-Bereiche nutzbar gemacht werden kann.

Weitere technische Daten:

Wellenbereiche: UKW 87,5···100 MHz, KW 5,9···6,2 MHz (Europaband 49 m gespreizt), MW 520···1605 kHz, LW 150 bis 285 kHz; automatische Scharfabstimmung (AFC) auf UKW (Diodenabstimmung); Empfindlichkeit im UKW-Bereich bei einem Rauschabstand von 30 dB: 2,8 μV; HF-Selektion bei 94 MHz: 40 dB; Tonausgangsleistung: 1,6 VA; Abmessungen in mm: 680 × 170 × 145; Masse: 4 kg.

In dem bekannten Reiseempfänger des VEB Kombinat Stern-Radio Berlin Stern-Automatic wurde ein Netzteil eingebaut, so daß das Gerät jetzt wahlweise von Batterien oder vom Netz betrieben werden kann. Bei Einschalten des Netzteils werden die Batterien automatisch abgeschaltet. Das Gerät heißt jetzt **Stern-Automatic N.**



Heimempfänger „Prominent 200", VEB Kombinat Stern-Radio Berlin, Betrieb Stern-Radio Sonneberg

Die Pressestelle der VVB Rundfunk und Fernsehen hat zur Messe eine Übersicht der Reiseempfänger, Taschenempfänger und Autosuper des VEB Kombinat Stern-Radio Berlin in Form von Tafeln veröffentlicht, die wir am Schluß unseres Berichtes wiedergeben. Diese Tafeln unterstreichen für die genannten Gebiete unsere im vergangenen Jahr aufgestellte Behauptung, daß das von der VVB angebotene Sortiment allen vernünftigen Forderungen gerecht wird – unter der Voraussetzung natürlich, daß das Sortiment jederzeit überall in der Republik lieferbar ist.

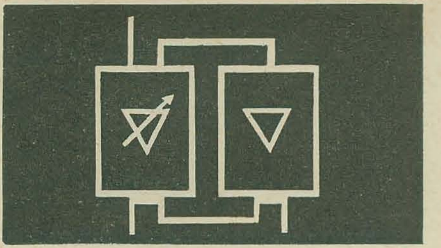
● Eine neue Generation von **REGENT-Verstärkeranlagen** des VEB musikelektronik Klingenthal wurde im Messehaus „Petershof" vorgestellt. Es handelt sich um volltransistorisierte Verstärker, die entweder im Oberteil einer Lautsprecherbox eingebaut sind (REGENT 300 N, 300 H, 600 N, 600 H) oder im separaten Gehäuse mit zwei dazugehörenden Boxen betrieben werden (REGENT 1000 H). Die Verstärker sind zum Teil mit einem Federhallsystem ausgerüstet; der Einsatz von Flachbahneinstellern macht die Bedienung besonders übersichtlich. Alle Verstärker halten einen Übertragungsbereich von 30 Hz···25 kHz mit einer Toleranz von ± 2 dB ein, der Klirrfaktor bleibt = 0,8%. Besonderheiten sind die wählbare Präsenzeinstellung (5 kHz), die getrennte Hallstärkeeinstellung für jeden Eingang sowie die Anschlußmöglichkeit für einen Hallstopschalter. Die Boxen sind fahrbar; ein Spezialgewebe mit Kunstfaseranteil zur Frontbespannung ergibt ein sehr geschmackvolles Äußere.

Die technischen Daten der verschiedenen Ausführungen gehen aus der untenstehenden Tafel hervor.

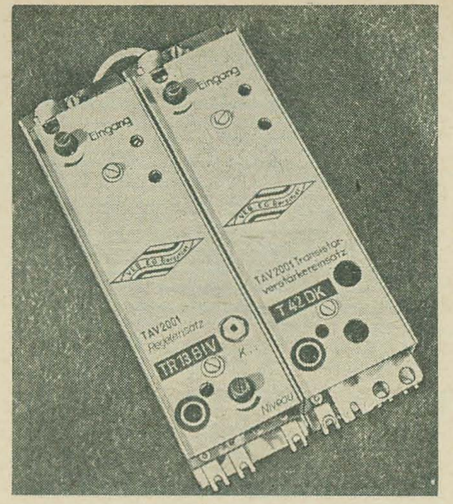
● Interessante Neuentwicklungen des VEB Elektronische Geräte Burgstädt sind die **Regeleinsätze TR 13 B III und TR 13 B IV zur automatischen Verstärkungsregelung in Gemeinschaftsantennenanlagen.**

Mit diesen Regeleinsätzen können Pegelschwankungen, bedingt durch Feldstärkeänderungen in Abhängigkeit von der Witterung und den Ausbreitungsbedingungen oder durch temperaturabhängige Dämpfungsänderungen in weit ausgedehnten Leitungsnetzen selbsttätig ausgeglichen werden. Sie sind vorwiegend zum Einsatz in Groß-Gemeinschaftsantennenanlagen bestimmt. Zum Vermeiden von Übersteuerung und zum Ausgleich von Feldstärkeschwankungen werden diese im Hauptverstärker und zum Ausgleich

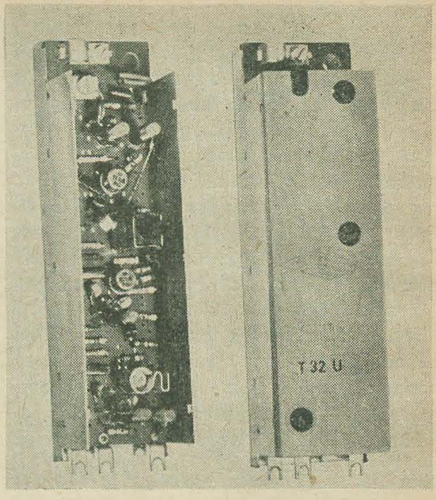
		300 N	300 H	600 N	600 H	1000 H
Sinusdauerleistung	VA	25	25	50	50	100
Musikleistung	VA	40	40	80	80	150
Ausgangsimpedanz	Ω	3	3	4	4	3
Zahl der Eingänge		3	3	3	3	5
Lautsprecherbestückung		2× L 3401	2× L 3401	1× L 3701 4× L 5904	1× L 3701 4× L 5904	1× L 3701 4× L 5904 je Box
Leistungsaufnahme	VA	66	70	160	165	250
Hallsystem eingebaut		nein	ja	nein	ja	ja
Abmessungen	mm	900×500×355	900×500×355	1230×500 ×335	1230×500 ×335	285×550×330 (Verst.) 1230×500 ×335 (Box)
Masse	kg	36	36	48	48	17 (Verst.) 35 (Box)



Blockschaltbild der kompletten Regeleinheit zur automatischen Verstärkungsregelung von Gemeinschaftsantennenanlagen, VEB Elektronische Geräte Burgstädt



Regeleinsatz TR 13 B IV und Kanal-Verstärkereinsatz T 42 DK mit einer maximalen Verstärkung von 50 dB und einer automatischen Verstärkungsregelung von 20 dB, VEB Elektronische Geräte Burgstädt

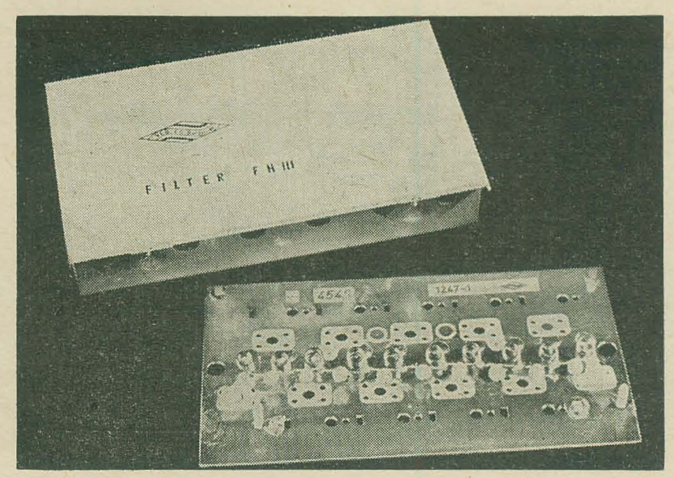


Für große Gemeinschaftsanlagen bietet der Verstärkereinsatz T 320 eine Verstärkung von 50 dB, VEB Elektronische Geräte Burgstädt

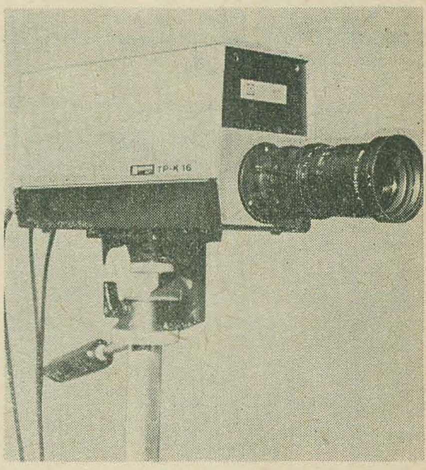
von Pegelschwankungen innerhalb des Leitungsnetzes im Zwischenverstärker eingesetzt.
Der Regeleinsatz TR 13 B III arbeitet im gesamten Fernsehbereich III und wird am Einsatzort auf den zu übertragenden Kanal abgestimmt, der TR 13 B IV in gleicher Weise im Fernsehbereich IV. Durch Zusammenschalten mit einem Kanalverstärker wird die erforderliche Gesamtverstärkung erzielt. Diese Kombination bildet die komplette Regeleinheit. Im Bedarfsfall kann auch ein Zusammenschalten mit einem Bereichsverstärker erfolgen.

Mit diesen Regeleinheiten werden Pegelschwankungen von $\geq$ 26 dB im VHF-Bereich und $\geq$ 20 dB im UHF-Bereich auf kleiner $\pm$ 1 dB automatisch ausgeregelt. Die Ansprechempfindlichkeit bei minimalem Ausgangspegel beträgt 43 dB μV (140 μV an 75 Ω) im VHF-Bereich und 54 dB μV (500 μV an 75 Ω) im UHF-Bereich. Durch Vorschalten eines Kleinverstärkers kann die Ansprechempfindlichkeit noch weiter gesteigert werden. Die automatische und manuelle Verstärkungsregelung gestattet einen maximalen Eingangspegel von 110 dB μV (300 mV an 75 Ω). Der Einstellbereich des Ausgangsniveaus beträgt etwa 20 dB im VHF-Bereich und etwa 14 dB im UHF-Bereich.
Das Sortiment der Verstärkereinsätze mit ausschließlicher Siliziumtransistorbestükkung wurde durch zwei **Verstärkereinsätze für den UKW-Hörrundfunkbereich** komplettiert. Der Verstärkereinsatz T 22 U Si hat eine Verstärkung von 33 dB und ist für kleine und mittelgroße Gemeinschaftsantennenanlagen und besonders zum Einsatz im Sendernahfeld bestimmt. Für große Gemeinschaftsantennenanlagen ist der Verstärkereinsatz T 32 U Si mit einer Verstärkung von 50 dB vorgesehen.
Hervorzuheben ist die hohe Aussteuerfestigkeit der neuen UKW-Verstärkereinsätze. Der maximal zulässige Ausgangspegel an beiden Ausgängen beträgt 119 dB μV (900 mV an 75 Ω) bei einem Intermodulationsabstand von 50 dB. Beide Verstärkereinsätze sind mit einer manuellen Verstärkungsregelung von 20 dB ausgestattet.
Als Spezialzubehör für Gemeinschaftsantennenanlagen wurde das **Filter FH III** gezeigt. Es ist zur Unterdrückung störender Signale unterhalb des Fernsehbereichs III vorgesehen, z. B. von Funkanlagen, Amateurstationen, Radaranlagen u. ä. Das Filter besteht aus einer zehngliedrigen Kette von Hochpässen, die in einem geschirmten Gehäuse untergebracht sind. Es ist für eine Ein- und Ausgangsimpedanz von 60/75 Ω vorgesehen. Die Durchgangsdämpfung beträgt $\leq$ 1 dB im Frequenzbereich zwischen 180 und 230 MHz und $\leq$ 1,5 dB zwischen 174 und 180 MHz. Die Sperrdämpfung hat einen Wert von 40 dB bei 160 MHz und 70 dB bei 150 MHz.

● Zum ersten Mal seit mehreren Jahren fanden wieder **Vorführungen von Stereogeräten** unserer Produktion statt. Da im Handelshof keine geeigneten Räume für derartige Zwecke vorhanden sind, wurden die Vorführungen in der Alten Handelsbörse durchgeführt. Nach einem kurzen einleitenden Vortrag von Herrn Dipl.-Ing. H. Pfau, VEB Elektroakustik Leipzig, wurden Schallplatten verschiedener Genres auf folgenden Anlagen abgespielt: HiFi-Stereoanlage „Sinfonie" des VEB Phonomat Pirna, Ziphona Rubin 523 des VEB Funkwerk Zittau, VEB Kombinat Stern-Radio Berlin, RK 5-Sensit des VEB Gerätebau Limbach mit dem Plattenspieler Sonate RK 5 (VEB Phonomat Pirna) und Stereo HiFi-50 der PGH Fernseh-Radio Berlin. Ein unmittelbarer Vergleich der Anlagen war wohl nicht beabsichtigt und auch nicht möglich, da die Anlagen auf verschiedenen Lautsprechersystemen arbeiteten. Die Leistungsfähigkeit unserer Industrie als Ganzes auf diesem Gebiet kam jedoch deutlich zum Ausdruck.



◀ **Filter FH III zum Ausblenden von Störsignalen unterhalb des Fernsehbereiches III. Gehäuse und Leiterplatte von der Bauteileseite, VEB Elektronische Geräte Burgstädt**



Klein-Fernsehkamera TP-K 16, VR Polen ▶

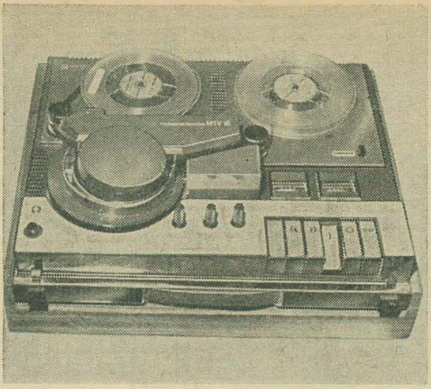
VR Polen

● Eine Neuheit aus der Volksrepublik Polen ist die **Klein-Fernsehkamera TP-K 16.** Sie kann an jeden beliebigen Monitor oder TV-Empfänger angeschlossen werden und ist mit einer Empfindlichkeitsautomatik ausgestattet. Die Konstruktion gestattet die Verwendung eines 1"-Vidikons von 135 oder 150 mm Länge mit Anlenkung und magnetischer Fokussierung. Technische Daten: Abmessungen 245 mm × 100 mm × 130 mm, Masse ohne Kabel 3,5 kg, Leistungsaufnahme 12 W, Norm 625 Zeilen, Auflösungsvermögen horizontal 550 Zeilen, Signal/Rauschverhältnis im 5-MHz-Band 38 dB, Empfindlichkeit 0,2 μA, Umgebungstemperatur −10···+45 °C.

● Das interessanteste Ausstellungsobjekt am polnischen Stand war der **Videorecorder Magnetovid MTV-10.** Er ermöglicht die Aufnahme von Schwarzweißbildern auf Magnetband, wobei als Signalquelle eine TV-Kamera oder ein Fernsehempfänger dienen kann. Die Wiedergabe erfolgt auf dem Bildschirm eines Fernsehgerätes. Technische Daten: Videobandbreite 1,8 MHz, Aufzeichnungsgeschwindigkeit 8,08 m/s, Aufschrift halbspiralig, zwei TV-Köpfe, Aufnahme- und Wiedergabezeit 45 Minuten, Störabstand −45 dB, Ausgangsspannung $U_{SS} = 1$ V, Ausgangswiderstand 75 Ω, Tonfrequenzgang 80 Hz···10 kHz, Klirrfaktor 4%, Versorgungsspannung 220 V/50 Hz. Als Aufnahmeband wird 1/2" CrO_2-Band verwendet.

Eine Weiterentwicklung des bekannten **Tonbandgerätes** ZK 240 ist das **ZK-246 Stereo.** Seine technischen Daten entsprechen im wesentlichen denen des ZK-240, folgende Werte wurden verändert: Eingänge: Mikrofon und Radio 2× 0,1 bis 3 mV, Plattenspieler 2× 100 mV — 3 V; Ausgänge: Radio 2× 0,5 V; Ausgangsleistung 2× 10 W.

● Am Stand von UNITRA waren die **Laufwerke Fonica G-560 fs, Fonica 600 und der Wechsler WG-510** ausgestellt. Das in einer Holzzarge eingebaute **Stereolaufwerk G-560 fs** mit den Drehzahlen 33 und 45 besitzt eine automatische Endabschaltung. Eingeschaltet wird das Gerät durch Rechtsauslenkung des kugelgelagerten Rohrtragarmes.



Bildaufzeichnungsgerät Magnetovid MTV-10, ZRK, VR Polen

Stereo-Tonbandkoffer ZK 246, Unitra ZRK, VR Polen

Mit höherem Bedienungskomfort ist der **HiFi-Plattenspieler Fonica 600** ausgestattet. Das 4-Geschwindigkeitenlaufwerk besitzt einen ungedämpften Tragarmlift, Feindrehzahlregelung mit Stroboskopanzeige sowie Endabschaltung. Der spitzengelagerte Tragarm ist mit dem Abtastsystem M 44 MB von Shure bestückt. Die Auflagekraft wird durch ein verschiebbares Gewicht auf dem Vorderteil des Tragarmrohres erreicht. Der eingebaute Entzerrervorverstärker hat einen Übertragungsbereich von 25···20 000 Hz.

Der ebenfalls in einer Holzzarge eingebaute **Wechsler WG 510** ist mit einem Monoverstärker und einem im Deckel eingebauten Lautsprecher ausgerüstet. Der Plattendurchmesser, auf dem die Nadel einsetzen soll, ist über zwei Tasten vorzugeben. Der Plattenwechsel erfolgt durch eine einsetzbare Stapelachse von 7 mm ∅.

Technische Daten

Drehzahlen:	16; 33; 45 und 78 U/min
Auflagekraft:	7 ± 1 p
Übertragungsbereich:	40···15 000 Hz
Ausgangsleistung:	2,5 W
Abmessungen in mm:	430 × 285 × 165
Masse:	6,8 kg

ČSSR

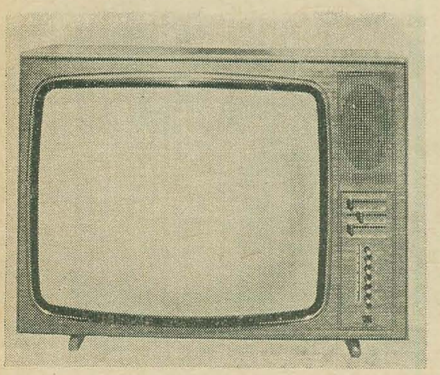
● Neben Geräten, die auch aus dem Angebot des DDR-Handels bekannt sind, wurden Neuentwicklungen von Tesla ausgestellt.

● Ein Tischfernsehgerät der zweiten Generation ist der mit einer 110°-Bildröhre ausgestattete **Schwarzweiß-Fernsehempfänger CASTELLO.** Die Schirmdiagonale beträgt 61 cm. Das Gerät ist mit sechs Röhren, 32 Dioden, 18 Transistoren und einer integrierten Schaltung vom Typ MAA 550 ausgerüstet. Als Kanalwähler wurde ein elektronischer Allbereichskanalwähler mit Drucktasten verwendet, mit dessen Hilfe bis zu sieben Programme vorgewählt werden können. Ob diese im UHF- oder VHF-Bereich liegen, ist gleichgültig. Technische Daten: Empfindlichkeit für das I. bis III. Band 30 μV, für das IV. und V. Band 50 μV; Eingangsimpedanz 300 Ω symmtrisch für VHF und UHF; NF-Ausgangsleistung bei 10% Klirrfaktor 2,2 W; Leistungsaufnahme 130 W.

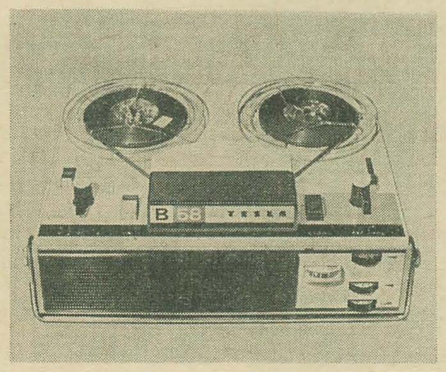
Der **Tonbandkoffer B 58** entspricht in seinen technischen Daten dem bekannten B 54, hat jedoch zusätzlich eine Aussteuerungsautomatik, die auf sämtliche Eingänge wirkt. Eine Umschaltung von Automatik- auf Handaussteuerung ist möglich.

Sehr beachtenswert fanden wir die **HiFi-Fonokombination,** die aus dem **Plattenspieler NC 440-electric HiFi** und dem **Verstärker AZS 178 HiFi** besteht. Sie entspricht den Forderungen der DIN 45 500 HiFi. Besonderheiten des Plattenspielers, der eine Gemeinschaftsentwicklung von Tesla und Supraphon ist: Riemenantrieb des Teilers, elektronisch gesteuerte Motordrehzahl, Antiskating, Tonarmlift; Drehzahlen 78, 45 und 33 U/min; Gleichlauf besser als 0,1%; Geräuschabstand bes-

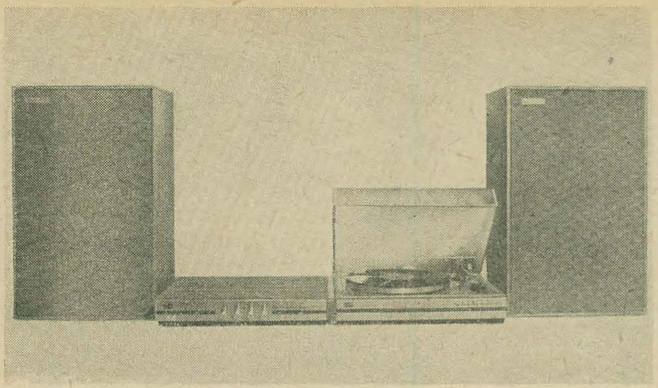
Schwarz-Weiß-Empfänger der zweiten Generation „Castello", Tesla, ČSSR



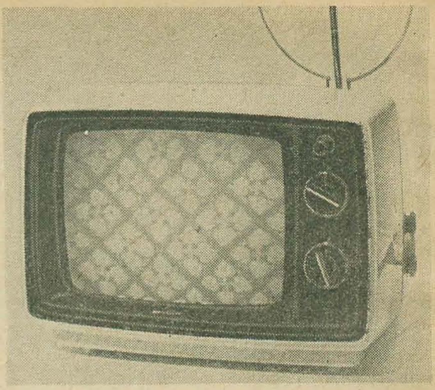
Tonbandkoffer B 58 mit Aussteuerungsautomatik, Tesla, ČSSR



HiFi-Plattenspieler NC 440-electric HiFi, Tesla ČSSR



◀ HiFi-Fonokombination mit dem Plattenspieler NC 440-electric HiFi und dem Verstärker AZS 178 HiFi, Tesla, ČSSR



Volltransistorisierter tragbarer Fernsehempfänger 10 P-16 G, Sharp, Japan ▶

ser als 42 dB. Technische Daten des Verstärkers: Ausgangsleistung bei Sinusdauerton 2×7 W, Geräuschabstand — 63 dB; Eingänge für magnetodynamische Tonabnehmer, Kristalltonabnehmer, Tuner und Tonbandgerät; Frequenzgang 20 Hz···20 kHz. Der AZS 178 ist mit Rumpelfilter und Geräuschfilter ausgestattet.

Der **Stereoplattenspieler HC 07** und die beiden **Wiedergabekoffergeräte GE 071** (mono 4 W) und GEC 071 (stereo 2× 4 W) sind mit dem **Laufwerk HC 07** ausgerüstet. Dieses Grundchassis besitzt eine mechanische Endabschaltung und einen mit einem Kristallsystem bestückten Rohrtragarm aus Rechteckprofil und hat folgende technische Daten: Drehzahlen 16; 33; 45 U/min; Gleichlaufschwankung $\leq 0{,}3\,\%$; Geräuschspannungsabstand ≥ 30 dB; Übertragungsbereich 40 bis 14 000 Hz (8 dB); Abmessungen in mm 310 × 225 × 130; Masse ≈ 2 kg.

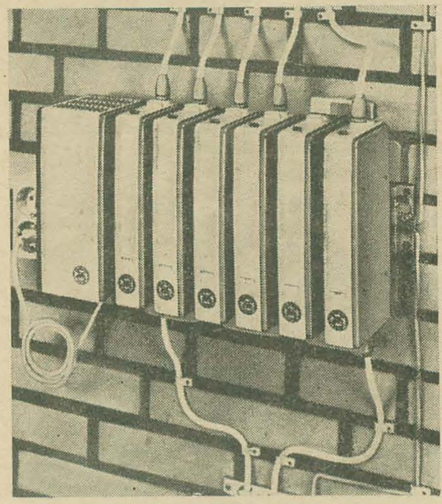
Für höhere Ansprüche wurde das **Stereochassis HC 14** und die mit diesem Laufwerk aufgebaute Wiedergabeanlage entwickelt. Beide Geräte sind in einer Holzzarge mit glasklarer Abdeckhaube eingebaut. Auch dieses Chassis besitzt Endabschaltung und hydraulisch gedämpften TA-Lift sowie Rohrtragarm mit Kristallsystem.

Technische Daten des Laufwerkes: Drehzahlen 16; 33; 45 U/min; Gleichlaufschwankung $\leq 0{,}25\,\%$; Geräuschspannungsabstand ≥ 32 dB; Übertragungsbereich 40···14 000 Hz.

Technische Daten des Verstärkers: Übertragungsbereich 20···20 000 Hz (± 1 dB); Fremdspannungsabstand ≥ 63 dB; Eingänge für Tonbandgerät, Kristallsystem und Magnetsystem; Ausgangsleistung 2× 9 W.

BRD

● Die Firma Hans Kolbe & Co – fuba stellte ihr neues **Gemeinschaftsantennensystem GS 3000** vor, das zwei Netzteile, verschiedene Frequenzumsetzer und Bauteile für komplette Verstärkerzentralen enthält. Durch eine geschickte Staffelung der Typen ist es möglich, aus diesem System Gemeinschaftsantennenverstärkersysteme verschiedener Größenordnung aufzubauen. Zweckmäßig aufgebaute



Teile des Gemeinschaftsantennensystems GS 3000, Hans Kolbe & Co – fuba, BRD

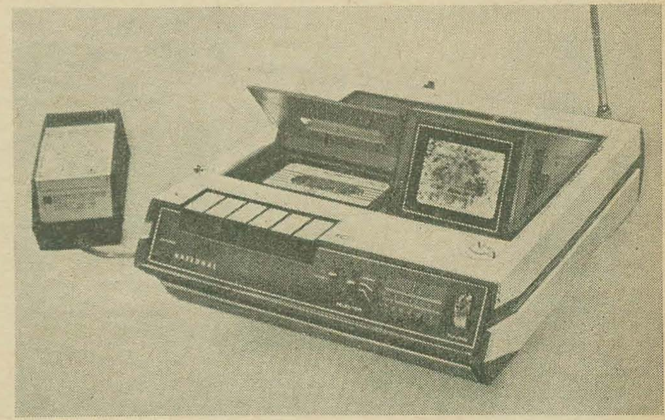
Sockel erleichtern Montage- und Servicearbeiten wesentlich. Sämtliche Kabel, die zu den Bausteinen führen, werden über Steckverbinder angeschlossen; die Verbindung Kabel – Stecker ist geklemmt, also lötfrei.

Japan

Zwei Dinge fielen uns bei den in diesem Jahr zahlreich ausgestellten japanischen Geräten auf: erstens die sehr „technisch" wirkende Formgestaltung und zweitens die Tatsache, daß fast alle ausgestellten Rundfunkempfänger und sogar ein Fernsehempfänger Mehrzweckgeräte waren, also Reiseempfänger + Kassettentonbandgeräte, teilweise + Plattenspieler, alles zusammen in Abmessungen, die zum Teil noch unter denen eines Reiseempfängers europäischer Produktion liegen. Die technischen Daten der Geräte, soweit sie den Prospekten zu entnehmen waren, stellen durchaus keine unerreichbaren Leistungen dar. Nach unserer Meinung ist z. B. ein Frequenzbereich von 100···10 000 Hz für ein Stereogerät ein bißchen dürftig. Und wehe dem armen Servicemechaniker, der so ein Mehrzweckgerät reparieren soll, die Geräte machen – zumindestens von außen – einen recht serviceunfreundlichen Eindruck.

Noch ein Wort zur Formgestaltung: Die japanischen Designer gehen offensichtlich von dem Standpunkt aus, daß ein technisches Gerät nicht wie ein Biedermeierwandschrank, sondern eben wie ein technisches Gerät aussehen soll, und daß Geräte der Konsumgüterelektronik technische Geräte sind. Wir fanden die Resultate zum Teil sehr ansprechend und haben versucht, sie unseren Lesern in einigen Bildern vorzustellen. Wo man von diesem Grundsatz abwich, gab es freilich einige zum Teil erhebliche Fehlleistungen, über die der Chronist taktvoll hinweggehen möchte.

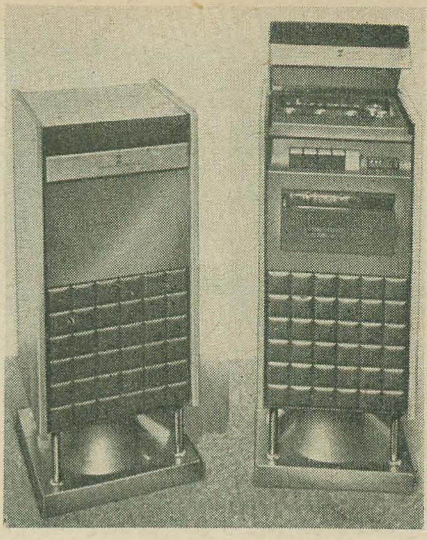
Im folgenden bringen wir eine repräsentative Auswahl der von den Handelsgesellschaften Ataka & Co, Ltd. und Mitsubishi Corporation vorgestellten Geräte der Produktionsgesellschaften Crown Radio, Hitachi, Toshiba (Tokyo Shibaura Electric Co., Ltd.), Sharp Corporation und National (Matsushita Electric).



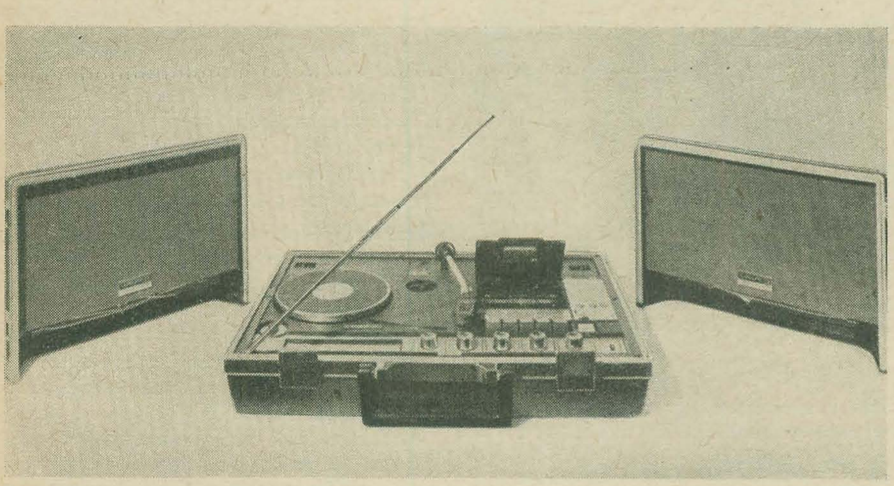
TV-Kleinstempfänger + Kassettentonbandgerät, National, Japan

Rundfunkempfänger + Kassettentonbandgerät RT-251 F, Toshiba, Japan

Radio + Plattenspieler + Kassettentonbandgerät SG-110/H/F, National, Japan

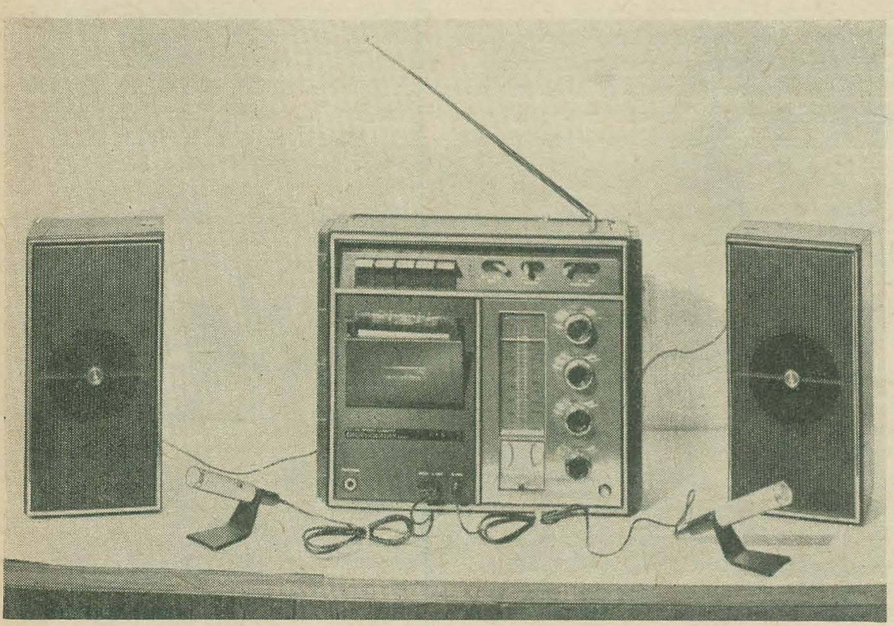


Stereo-Rundfunkempfänger + Kassettentonbandgerät SHC-47 F, Crown Radio, Japan
Fotos: Werkfoto (3), E. Müller (16)



Stereo-Rundfunkempfänger + Plattenspieler + Kassettentonbandgerät SCP-71 FW, Crown Radio, Japan

Stereo-Rundfunkempfänger + Kassettentonbandgerät CSC 505 FW, Crown Radio, Japan



● **Volltransistorisierter tragbarer Fernsehempfänger 10 F-16 G** von Sharp: 1 IS, 24 Transistoren, 17 Dioden, 24-cm-Bildröhre 90° Ablenkung, eingebaute Teleskopstabantenne für VHF, Rahmenantenne für UHF, Ausgangsleistung 700 mW, Stromversorgung Batterie/Netz, Abmessungen in mm 308 × 230 × 258, Masse 5,8 kg.

TV-Kleinstempfänger + Kassettentonbandgerät von National, leider keine technischen Angaben erhältlich.

● **Rundfunkempfänger + Kassettentonbandgerät RT-251 F** von Toshiba UKW/MW, AFC für UKW, Ausgangsleistung 700 mW, Stromversorgung Batterie/Netz, Abmessungen in mm: 260 × 89 × 318, Masse 2,5 kg.

Radio + Plattenspieler + Kassettentonbandgerät SG-110/H/F von National: UKW, 2× KW, MW; Ausgangsleistung 2 W, Abmessungen in mm: 322 × 171 × 224, Masse 4,3 kg, Stromversorgung: Batterie/Netz.

Stereo-Rundfunkempfänger + Plattenspieler + Kassettentonbandgerät SCP-71 FW von Crown Radio: UKW/KW/MW, Frequenzbereich 100···10 000 Hz, Ausgangsleistung: 4 W, Abmessungen in mm: 460 × 340 × 143, Masse: 7,0 kg, Stromversorgung: Batterie/Netz.

Stereo-Rundfunkempfänger + Kassettentonbandgerät CSC 505 FW von Crown Radio: UKW/MW, Frequenzbereich: 100 bis 10 000 Hz, Ausgangsleistung: 3 W, Abmessungen in mm: 571 × 276 × 100, Masse: 5,5 kg, Stromversorgung: Batterie/Netz.

Stereo-Rundfunkempfänger + Kassettentonbandgerät SHC-47 F von Crown Radio in zwei Säulen (die eine enthält den Empfänger, die andere das Kassettentonbandgerät) mit zum Boden abstrahlenden Lautsprechern: UKW/MW, Frequenzbereich: 100···10 000 Hz, Ausgangsleistung: 5 W, Abmesungen in mm: 230 × 230 × 530, Masse: 1,3 kg.

Tafel 1: Reiseempfänger

Technische Parameter		Einh.	Stern-Favorit R 120-20	Stern-Hobby Stern-Party R 120-30	Stern-Camping Stern-Solitär R 130-0	Stern-Picknick Stern-Rubin R 130-10	Stern-Effekt R 130-30	Stern-Automatic R 140	Stern-Automatic N R 140-20	Stern-Elite Stern-Elite N Stern-Elite de luxe Stern-Elite Super R 150-40	Stern-Recorder R 160	Stern-Dynamic R 200
Wellenbereiche		—	U M	K M	U K M	K M L	U K M	U K M L	U K M L	U K M L	U K M	U K M
rauschbegrenzte	U	μV	3,0	—	5,5	—	5,5	5,5	5,5	3,0	5,5	5,5
Empfindlichkeit	K	μV/m	—	250	290	290	290	290	290	224	290	290
	M	μV/m	630	630	790	790	790	790	790	630	790	790
	L	μV/m	—	—	—	1412	—	1412	1412	1412	—	—
Selektion AM bei 1 MHz		dB	25	25	26	26	26	26	26	42	26	30
Bandbreite AM		kHz	3	3	3,5	3,5	3	3,2	3,2	3	3,5	2,7
AVR-Gütezahl		dB	38	38	38	38	38	38	38	38	38	38
Frequenzgang bei AM (f_0 zu 1000 Hz = 3 dB)		Hz	2000	2000	2000	2000	2000	2000	2000	2000	2000	2000
Selektion FM bei 94 MHz		dB	25	—	26	—	26	26	26	40	26	26
Bandbreite FM		kHz	120	—	140	—	100	140	140	100	160	100
Frequenzgang bei FM (f_0 zu 1000 Hz = 3 dB)		Hz	9000	—	8700	—	8700	8700	8700	8700	8700	8700
Nennausgangsleistung		W	0,45	0,45	0,5	0,5	0,5	1	1	1	$^1/_2$	1
Anzahl der Transistoren			9	6	10	8	12	12	13	10	22	9
Besonderheiten:												
Einbaunetzteil			—	—	—	—	—	—	vorh.	vorh.	vorh.	—
Kopfhöreranschluß			vorh.	vorh.	vorh.	vorh.	vorh.	vorh.	vorh.	vorh.	vorh.	vorh.
Tonbandgeräteanschluß			—	—	—	—	—	vorh.	vorh.	vorh.	vorh.	vorh.
Autoantennenanschluß			—	—	vorh.	vorh.	vorh.	vorh.	vorh.	vorh.	vorh.	vorh.
Suchlaufautomatik für UKW			—	—	—	—	vorh.	—	—	—	—	—
Stationsdrucktasten für UKW			—	—	—	—	—	vorh.	vorh.	—	—	—
AFC			—	—	vorh.	—	vorh.	vorh.	vorh.	vorh.	vorh.	vorh.
Kassettentonbandgerät			—	—	—	—	—	—	—	—	vorh.	—

Tafel 2: Taschenempfänger

Technische Parameter		Einh.	Stern-Club T 110	Stern-Sport Stern-Junior Stern-Format T 130	Stern-Berolina T 140
Wellenbereiche		—	M	M K	U K M
rauschbegrenzte	U	μV	—	—	4,9
Empfindlichkeit	K	μV/m	—	250	355
	M	μV/m	800	630	630
	L	μV/m	—	—	—
Selektion AM bei 1 MHz		dB	18	20	25
Bandbreite AM		kHz	3	3	3
AVR-Gütezahl		dB	—	34	38
Frequenzgang bei AM (f_0 zu 1000 Hz = 3 dB)		Hz	2000	2000	2000
Selektion FM bei 94 MHz		dB	—	—	25
Bandbreite FM		kHz	—	—	100
Frequenzgang bei FM (f_0 zu 1000 Hz = 3 dB)		Hz	—	—	13 500
Nennausgangsleistung		W	0,08	0,14	0,17
Anzahl der Transistoren			7	8	11
Besonderheiten: Kopfhöreranschluß			—	vorh.	vorh.

Tafel 3: Autosuper

Technische Parameter		Einh.	Stern-Transit A 130	Stern-Touring A 130-20	Stern-Coupé A 140
Wellenbereiche		—	U K M L	U K M L	K M
rauschbegrenzte	U	μV	3,87	3,87	—
Empfindlichkeit	K	μV	18	18	15
	M	μV	45	45	25
	L	μV	80	80	—
Selektion AM bei 1 MHz		dB	38	38	34
AVR-Gütezahl		dB	34	34	38
Frequenzgang bei AM (f_0 zu 1000 Hz = 3 dB)		Hz	2800	2800	2000
Selektion FM bei 97 MHz		dB	40	40	—
Bandbreite FM		kHz	110	110	—
Frequenzgang bei FM (f_0 zu 1000 Hz = 3 dB)		Hz	8000	8000	—
Nennausgangsleistung		W	3–4	4	3
Anzahl der Transistoren		—	13	16	8
Besonderheiten:					
AFC			vorh.	vorh.	—
Suchlaufautomatik für UKW			—	vorh.	—
Fernbedienteil			—	vorh.	—
Anschluß für Zweitlautsprecher			vorh.	vorh.	vorh.
Klangblende			vorh.	vorh.	vorh.
Lokalschalter			vorh.	vorh.	vorh.
5-kHz-Sperre			—	—	vorh.

Forderungen des sowjetischen Standards an integrierte Halbleiterschaltkreise

Dipl.-Ing. HANS-JÜRGEN NEBEN

Die enge Zusammenarbeit der sozialistischen Staaten bei Entwicklung und Herstellung moderner Halbleiterbauelemente findet ihren Ausdruck im ständig breiter werdenden Angebot sowjetischer integrierter Schaltkreise. Die Qualitätsanforderungen, die der sowjetische Standard (GOST) an diese Schaltkreise stellt, weichen jedoch in einigen Punkten von unseren TGL-Werten ab. Eine Information über diesen sowjetischen Standard ermöglicht es, Vergleiche anzustellen und die Eigenschaften der jeweiligen Schaltkreistypen optimal auszunutzen.

Ein Großteil der sowjetischen IS wird in Metall-Keramik-Gehäusen (flat-pack) produziert, die den hermetischen Abschluß der Kristalle gegenüber der Umwelt in hohem Maße gewährleisten. Der systematischen Qualitätskontrolle unterliegen sinnvollerweise bereits die Ausgangsmaterialien und Halbfabrikate. Nur so wird gesichert, daß mechanische Beständigkeit und elektrische Betriebsfähigkeit unter definierten Bedingungen aufrechterhalten werden.

Die garantierte Lebensdauer unter den festgelegten Betriebsbedingungen, die natürlich bei den verschiedenen Typen voneinander abweichen, beträgt mindestens 10 000 Stunden.

Die garantierte Lagerungsdauer wird mit 6,5 Jahren in geschlossenen Räumen bei Temperaturen von +5 ··· +40 °C, einer maximalen relativen Luftfeuchtigkeit von 80 % und unter Abwesenheit von aggressiven Stoffen in der Umgebungsluft angegeben.

An 5 % einer Charge werden Qualitäts-Stichproben durchgeführt. Bei unbefriedigenden Ergebnissen kann die doppelte Anzahl zu Wiederholungsprüfungen herangezogen werden. Die Auslieferung vom Hersteller an die Schaltkreisanwender, d. h. an die Gerätehersteller, muß innerhalb von 6 Monaten nach Abnahme durch die technische Kontrolle vollzogen sein. Wird diese Zeitspanne überschritten, müssen ebenfalls Wiederholungsprüfungen durchgeführt werden. Typenprüfungen werden in Abständen von jeweils 3 Monaten vorgenommen. Schaltkreise, die diesen Prüfungen unterzogen wurden, werden nicht an die Verbraucher ausgeliefert.

Die Betriebsstabilität wird über 100 Stunden unter normalen klimatischen Bedingungen überprüft.

Die einzelnen Schaltkreise müssen folgenden Belastungen standhalten:

● Mechanische Belastungen

Vibrationen mit einer Beschleunigung von 7,5 g im Frequenzbereich von 10 ··· 600 Hz,
wiederholte Stöße mit 75 g,
lineare bzw. zentrifugale Beschleunigung mit 25 g.

Stoßprüfungen werden nacheinander in horizontaler und vertikaler Lage vorgenommen:

Beschleunigung	75 ± 20 g
Stoßzahl	1500
Stoßfrequenz	20 ··· 80 min^{-1}
Impulsdauer	1 ··· 80 ms

Die Zuleitungen dürfen nach einem dreimaligen Umbiegen um 90° mit einem Biegeradius von 1 mm im Abstand von 2 mm vom Gehäuse keine Brüche oder sonstigen Beschädigungen aufweisen.

Diese Werte gelten für normale klimatische Bedingungen, d. h. im einzelnen:

Umgebungstemperatur	+20 ± 5 °C
relative Luftfeuchtigkeit	65 ± 15 %
Luftdruck	757 ± 30 mm Hg

● Klimatische Belastungen

Umgebungstemperatur	−10 ··· +85 °C
periodische Temperaturwechsel	−10 ··· +85 °C
relative Luftfeuchtigkeit bei 40 °C	89 %
Luftdruck	205 ··· 2273 mm Hg

Die Wärmebeständigkeit wird vom Hersteller unter elektrischer Belastung bei +85 ± 2 °C in einer Wärmekammer überprüft.

Einmal werden die elektrischen Parameter nach 30 Minuten innerhalb der Kammer, zum anderen zwei Stunden nach der Wärmebehandlung unter normalen klimatischen Bedingungen kontrolliert.

Die Feuchtigkeitsprüfung wird bei einer relativen Luftfeuchtigkeit von 95 ··· 98 % bei +40 ± 2 °C über 72 Stunden im unbelasteten Zustand vorgenommen.

Die elektrischen Parameter dürfen sich im Temperaturbereich von −10 ··· +85 °C nach kurzzeitiger Überschreitung (max. 5 s) der Nenn-Speisespannung um 25 % nicht verändern.

Für die Betriebs-Ausfallrate wird ein Wert von maximal $1 \cdot 10^{-5}$/h bei einer Ausfallwahrscheinlichkeit von 0,9 im Verlauf von 10 000 h angegeben.

Jeder Schaltkreis aus der laufenden Fertigung unterliegt mindestens folgenden Kontroll- bzw. Funktionsprüfungen:

Ausgangsspannung,
Eingangsstrom,
Ein- und Ausschaltzeitverzögerung,
innere funktionsbestimmende Sperrströme und Spannungsabfälle.

Typenprüfungen an ausgewählten Exemplaren, die nicht zum Versand gelangen:

mechanische Festigkeit der Zuleitungen,
Wärmebeständigkeit,
Kältebeständigkeit,
Beständigkeit gegenüber periodischen Temperaturschwankungen,
Beständigkeit gegenüber mechanischen Belastungen (Vibrationen, Stöße, stetige Beschleunigung),
Feuchtigkeitsbeständigkeit,
Betriebsstabilität über 100 Stunden,
Langzeitstabilität über 10 000 Stunden,
Lagerungsfähigkeit über 6,5 Jahre.

Diese Angaben wurden einem Standard für monolithisch integrierte Schaltkreise in DTL-Struktur entnommen (GOST 5.371-70), können aber sicher als allgemeingültige Hinweise für andere Schaltkreisreihen betrachtet werden.

Literatur

[1] GOST 5.371-70

Ein Tip für den Terminkalender

unserer Leser im Ausland, der BRD und Westberlin:

Bitte denken Sie rechtzeitig an die Erneuerung Ihres Abonnements. Bei Unterbrechung können wir Ihnen den lückenlosen Nachbezug der einzelnen Hefte nicht garantieren.

Ihre Redaktion

Prüfgerät für Feldeffekttransistoren

Dipl.-Ing. BERND SEELÄNDER

Das beschriebene Prüfgerät stellt anhand statischer Parameter die Funktionsfähigkeit von Feldeffekttransistoren des Verarmungstyps fest, ist leicht nachzubauen und billig. Die Meßwerte können vorteilhaft für Berechnungen verwendet werden.

Die Übertragungskennlinie von Feldeffekttransistoren (FET) im Sättigungsbereich kann in Abhängigkeit von der Herstellungstechnologie zwei Formen annehmen [1]:

$$\frac{I_{DS}}{I_{DSS}} = 1 - 3\frac{U_{GS}}{U_T} + 2\left(\frac{U_{GS}}{U_T}\right)^{3/2} \quad (1)$$

$$\frac{I_{DS}}{I_{DSS}} = \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_T}\right)^2 \quad (2)$$

U_{GS} = Gate-Source-Spannung
U_T = Schwellenspannung
I_{DS} = Drainstrom im Sättigungsbereich
I_{DSS} = Drainstrom bei $U_{GS} = 0$ V

Trotz des verschiedenartigen Aussehens der beiden Gleichungen ist ihr Kurvenverlauf fast gleich, und man wird sich der Einfachheit halber für die Parabelgleichung entscheiden. In jedem Fall geht aber aus ihnen hervor, daß die FET-Kennlinie im Sättigungsbereich nur durch zwei Parameter I_{DSS} und U_T bestimmt werden kann.

I_{DSS}-Messung

I_{DSS} ist der Drainstrom bei $U_{GS} = 0$ V, für eine Messung ist die Schaltung nach Bild 1 aufzubauen. Die anliegende Spannung muß die Sättigung gewährleisten ($U_{DS} > U_{GS} - U_T$). Die Polarität der Spannung muß dem Kanaltyp entsprechen, n-Kanal-FETs erfordern positive Drainspannungen, p-Kanal-FETs negative. Beim Öffnen der Taste T schaltet sich der hochohmige Widerstand R ein. Wenn kein Gatestrom fließt, was bei MOSFETs praktisch der Fall ist, wird sich I_{DSS} nicht ändern. Bei Sperrschicht-FETs kann man aus einer Änderung von I_{DSS} den Eingangsstrom berechnen:

$$I_E = \frac{\Delta I_{DSS}}{S_0 R} \quad (3)$$

Dazu muß die Steilheit S_0 bekannt sein, die etwa

$$S_0 \approx \frac{2\, I_{DSS}}{U_T} \quad (4)$$

ist. S_0 ist auch für die Berechnung der Steilheit in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt wichtig:

$$S = S_0\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_T}\right) \quad (5)$$

U_T-Messung

Die Schwellenspannung U_T ist nach den Gln. (1) und (2) die Spannung U_{GS}, bei der der Drainstrom zu fließen aufhört. Auf Grund des endlichen Kanalwiderstands bleibt jedoch immer ein gewisser Reststrom. Die U_T-Messung wird deshalb gewöhnlich bei $I_{DS} = 10\ \mu A$ durchgeführt. Dabei tritt ein Meßfehler auf, der von der Steilheit der Transistorkennlinie abhängt. Beim SM 103 z. B. beträgt er etwa — 200 mV. In derselben Größenordnung liegt auch der Fehler unserer Anordnung nach Bild 2, wenn ein 25 μA-Instrument

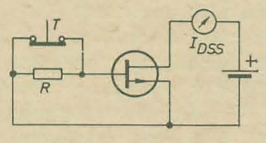


Bild 1: I_{DSS}-Messung

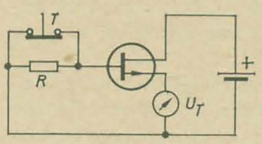


Bild 2: U_T-Messung

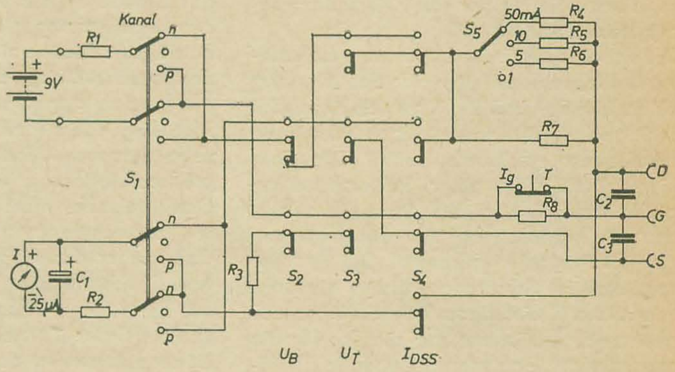


Bild 3: Gesamtschaltplan

mit Vorwiderstand als Voltmeter verwendet wird. Wie bei der I_{DSS}-Messung wird hier die Gatestromprobe mit der Taste T durchgeführt. Der angezeigte U_T-Wert darf sich dabei nicht ändern.

Gesamtschaltplan

Im Gesamtschaltplan (Bild 3) werden beide Messungen kombiniert. Das Gerät wird aus zwei Flachbatterien gespeist. R_1 (15 Ω) dient zur Strombegrenzung. Umschalter S_1 ändert die Polarität der Spannungsquelle und des Meßinstruments um n- und p-Kanal-FETs prüfen zu können. Bei gedrückter Taste „U_B" wird die Betriebsspannung gemessen, bei „U_T" die Schwellenspannung. Der Meßbereich wurde mit R_3 auf 10 V festgelegt. Dagegen gibt es bei der I_{DSS}-Messung die Meßbereiche 1 mA, 5 mA, 10 mA und 50 mA, die mit dem Schalter S_5 eingestellt werden. R_4 bis R_7 sind die dazugehörenden Nebenwiderstände. C_2 und C_3 (0,047 μF) dienen als Schutzkondensatoren für MOSFETs. Die Anschlüsse S, G, D für den zu prüfenden Transistor sind als Transistorfassung und als Telefonbuchsen herausgeführt. Durch Drücken einer der drei Tasten S_2, S_3, S_4 wird das Gerät eingeschaltet. Zum Ausschalten dient eine vierte Taste, die lediglich eine mechanische Funktion hat. Die Mittelstellung von S_1 schaltet ebenfalls die Spannung ab, hier können aber Verwechslungen des Kanaltyps auftreten.

Anwendung

Ein Anwendungsbereich des Prüfgeräts ist die Aussonderung fehlerhafter FETs, darüber hinaus können vorteilhaft FET-Pärchen ausgewählt werden. Über Gleichung (2) ist das Prüfgerät zur Dimensionierung von Schaltungen anwendbar, da mit Hilfe der mathematischen Formulierung oft besser optimiert werden kann als mit Hilfe der Kennlinienfelder.

Literatur

[1] Sevin, L. J.: Field-Effect Transistors. Mc Graw-Hill Book Company, New York 1965

Elektronischer Umschalter zur zeitmultiplexen Darstellung mehrerer Meßsignale auf einem Einstrahloszillografen

HARRO KÜHNE

Dieser Beitrag beschreibt einen Elektronenstrahlschalter, der sich bei entsprechender Auslegung für beliebig viele Kanäle verwenden läßt. Besonderes Merkmal der vorgestellten Schaltung ist die Verwendung integrierter Schaltkreise in der Steuerelektronik.

Häufig müssen auf einem Oszillografenschirm mehrere zeitlich zusammenhängende Vorgänge dargestellt werden. Soweit es sich nur um zwei gleichzeitig zu beobachtende Meßgrößen handelt, kann man für solche Aufgaben einen Zweistrahloszillografen verwenden. Besonders in der Impulstechnik und in der Thyristorelektronik reichen aber diese zwei Kanäle oft nicht mehr aus. Als Ausweg wird in diesem Beitrag eine Schaltung beschrieben, die für beliebig viele Kanäle auslegbar ist. Der Musteraufbau wurde für drei Kanäle konzipiert, deren 3 dB-Bandbreite von 10 Hz bis 5 MHz reicht. Für beliebige Kurvenformen der Eingangssignale darf die maximale Eingangsspannung $U_{ss} = 20$ V betragen. Bei bestimmten Meßspannungsformen kann der Elektronenstrahlschalter auch noch größere Eingangsspannungen verarbeiten. Auf diese Eigenschaft wird bei der Beschreibung der Torschaltungen noch näher hingewiesen. Wenn der Elektronenstrahlschalter größere Eingangssignale verarbeiten soll, so muß der hier relativ einfache Eingangsspannungsteiler in der bekannten Weise [1] [2] verändert werden. Der Eingangswiderstand jeder der drei Torstufen beträgt etwa 500 kΩ.

Die Schaltung arbeitet nach dem bekannten Verfahren, bei dem vor den Eingang eines Einstrahloszillografen elektronische Tore geschaltet werden, deren Ausgänge miteinander verbunden sind. Die Tore können mit Hilfe einer Steuerspannung geöffnet werden, so daß dann die analogen Meßsignale von den Toreingängen zum Oszillografen gelangen. Bei der hier vorgestellten Schaltung werden die Tore von einem dreistufigen Ringzähler so angesteuert, daß immer nur ein Tor für die an seinem Eingang anliegende Meßspannung offen ist. Nach einer festgelegten Zeit schaltet der Ringzähler eine Stufe weiter. Dann sperrt das zuletzt geöffnete Tor, und das folgende schaltet das Meßsignal durch. Je nach der Gewinnung der Fortschaltimpulse für den drei- oder auch mehrstufigen Ringzähler kann man zwei Betriebsarten unterscheiden. Einmal können die Fortschaltimpulse durch einen internen Impulsgenerator erzeugt werden. Dieser Betrieb wird als Chopper- oder Zerhackerbetrieb bezeichnet. Die Fortschaltimpulse stehen dabei in keinem bestimmten Verhältnis zur Meßfrequenz. Meistens ist die Frequenz der Fortschaltimpulse des Ringzählers wesentlich höher als die Meßfrequenz. Von den an den einzelnen Kanälen liegenden Meßsignalen werden im Rhythmus der Umschaltung des Ringzählers dem Oszillografen Amplitudenproben zugeleitet. Die Oszillogramme auf dem Bildschirm sind also aus einzelnen Punkten bzw. Strichen zusammengesetzt. Normalerweise sieht man diese nicht, da zwischen Meßfrequenz und Fortschaltfrequenz kein Zusammenhang besteht. Die Oszillogramme erscheinen deshalb als durchgehende Linie. Der besondere Vorteil dieser Betriebsart ist, daß es sich um eine Echtzeitdarstellung handelt. Nachteilig ist, daß nur ein Kanal des Umschalters den Oszillografen triggert bzw. synchronisiert. Die dazu benötigte Meßspannung muß vor dem eigentlichen Tor abgenommen und der Buchse „Triggern-Extern" bzw. „Synchronisation-Extern" des Oszillografen zugeführt werden.

Die zweite Betriebsart heißt Alternating- oder Umschaltbetrieb. Bei diesem Betrieb gewinnt man die Fortschaltimpulse aus der Zeitbasis des Oszillografen. Dieser wird hierbei von einem der verwendeten Kanäle getriggert bzw. synchronisiert. Der bei dem Rücklauf des Elektronenstrahls auftretende Impuls triggert nach entsprechender Formung den Ringzähler. Diese Betriebsart besitzt nicht den Vorteil einer Echtzeitdarstellung, da hier nacheinander die an den Eingängen der elektronischen Tore liegenden Meßspannungen zur Anzeige kommen. Vorteilhaft ist aber die größere Auflösung, weil die dargestellten Oszillogramme nicht aus einzelnen Punkten zusammengesetzt sind. Wichtig ist, daß wieder nur ein Kanal zur Triggerung bzw. Synchronisation verwendet wird, damit die richtige Phasenbeziehung der Signale bei der Darstellung erhalten bleibt. Nähere Hinweise auf die Probleme, die bei der Triggerung entstehen, wenn mehrere Signale zeitmultiplex auf einem Oszillografenschirm dargestellt werden, findet man in [3]. Die Steuerelektronik im Musteraufbau wurde so ausgelegt, daß beide Betriebsarten möglich sind. Für den Zerhackerbetrieb stehen Frequenzen von 800 Hz bis 1,2 kHz und 85 kHz bis 135 kHz zur Verfügung. Die Veränderlichkeit der Umschaltfrequenz ist deshalb erwünscht, damit bei jedem beliebigen Meßsignal im Zerhackerbetrieb ein durchgängiges Oszillogramm auch dann erzeugt werden kann, wenn die Fortschaltfrequenz zufällig einmal ein ganzzahliges Vielfaches der Meßfrequenz ist. Bei dem Umschaltbetrieb sorgt ein für positive Signale ausgelegter Trigger für einen richtig geformten Fortschaltimpuls am Eingang des Ringzählers.

Im Musteraufbau des Elektronenstrahlschalters wurden drei Torstufen verwendet, wie sie das Bild 1 zeigt. Alle Transistoren, die an der Weiterleitung des Meßsignals beteiligt sind (T_1, T_2 und T_4), arbeiten in Kollektorschaltung, so daß die Spannungsverstärkung der drei Torstufen etwas kleiner als 1 ist. Das Eingangssignal gelangt über den Trennkondensator C_1 an einen frequenzkompensierten Spannungsteiler mit den Stellungen 1 : 1 und 1 : 10. Die Torschaltungen können in der ersten Teilerstufe beliebige impulsförmige Signale mit einer Amplitude von $U_{ss} = 2$ V verarbeiten. Dabei ist das Tastverhältnis dieser Eingangssignale uninteressant. Wenn die zu messende Spannung sinusförmig ist, oder wenn ein anderes symmetrisches Signal vorliegt, kann $U_{ss} = 4$ V sein, weil die Torstufen vom mittleren Arbeitspunkt aus symmetrisch um jeweils 2 V ausgesteuert werden können. Sind die an E liegenden oder zu erwartenden Signale größer als die vorgenannten Werte, so ist mit S_1 die Stellung 1 : 10 einzuschalten. Der Eingangswiderstand der Torstufen beträgt in den beiden Empfindlichkeitsstellungen von S_1 etwa 500 kΩ. In der Stellung 1 : 10 legt der kompensierende Spannungsteiler aus R_1 und R_2 und den dazugehörenden Kon-

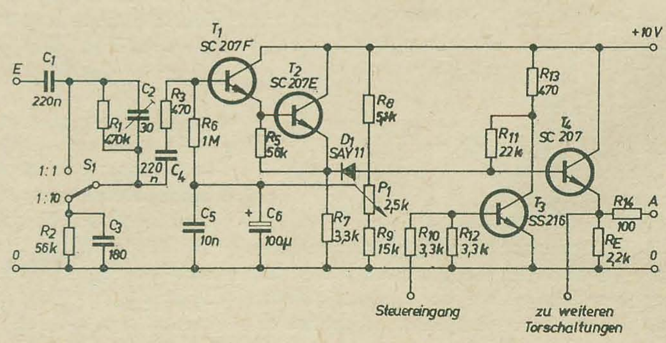


Bild 1: Eine der drei identischen Torschaltungen

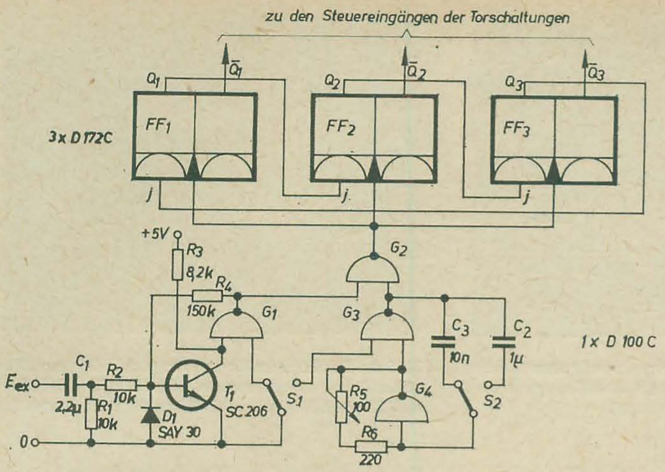


Bild 2: Steuerelektronik für die Torschaltungen

Tafel 1

Fortschalt-impulse	FF₁		FF₂		FF₃	
	Q	Q̄	Q	Q̄	Q	Q̄
Ausgangslage	L	0	0	L	0	L
1.	0	L	L	0	0	0
2.	0	L	0	L	L	0
3.	L	0	0	L	0	L

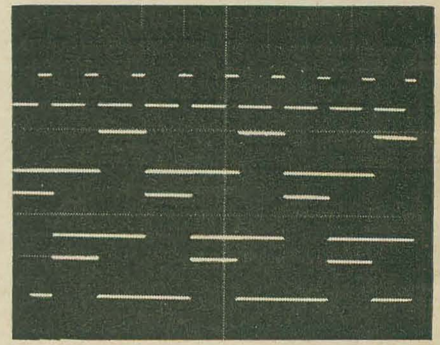


Bild 3: Oszillogramme zu den Schaltungen der Bilder 1 und 2
Oben: Rechteckspannung an den Takteingängen der JK-Master-Slave-Flip-Flops; darunter von oben nach unten: Rechteckimpulse an den Kollektoren der Transistoren T_3 der Torschaltungen; Maßstab: oben 5 V/Rastereinheit, sonst 10 V/Rastereinheit

densatoren den Eingangswiderstand fest. In der Stellung 1 : 1 bestimmen R_6 und die Eigenschaften der Darlingtonschaltung mit T_1 und T_2 den Eingangswiderstand der Schaltung. Damit auch in dieser Stellung der Eingangswiderstand ausreichend groß ist, müssen für T_1 und T_2 große Stromverstärkungsfaktoren verlangt werden. Der Arbeitspunkt von T_2 wurde so festgelegt, daß an seinem Emitterwiderstand R_7 dann 5 V abfallen, wenn das Potentiometer P_1 in Mittelstellung steht. Dazu ist an der Basis von T_1 eine Spannung von etwa 6,1 V erforderlich. Diese Spannung führt der Widerstand R_6 der Basis von T_1 zu. Der Kollektorstrom von T_1 beträgt etwa 100 μA. T_1 hat bei diesem Kollektorstrom noch eine Stromverstärkung von 100, so daß der über R_6 fließende Basisstrom (1 μA) nur einen Spannungsabfall von 1 V erzeugt. Damit die drei Spannungskurven auf dem Bildschirm des Oszillografen in vertikaler Richtung verschoben werden können, ist es erforderlich, daß das Emitterpotential von T_2 veränderlich ist. Beim Musteraufbau konnte man die Spannung am Emitter von T_2 mit dem Potentiometer P_1 zwischen 4,55 V und 5,65 V einstellen. Damit ist entsprechend der am Oszillografen eingestellten Empfindlichkeit ein ausreichender Verschiebebereich der drei Strahlen gesichert. Hinter dem Emitter von T_2 folgt das eigentliche Tor, das mit der Diode D_1 realisiert wurde. Die an dem Emitter von T_2 liegenden Signale gelangen dann an die Basis des Ausgangstransistors, wenn D_1 in Durchlaßrichtung geschaltet ist. Die Umschaltung von Durchlaß- auf Sperrbetrieb der Diode D_1 erfolgt mit Hilfe des Transistors T_3. Dieser erhält an seiner Basis von der Steuerelektronik die erforderlichen Signale. Wenn T_3 gesperrt ist, so beträgt seine Kollektorspannung nahezu 10 V. Über die Widerstände R_{11} und R_{13} fließt dann ein Strom durch D_1, so daß das an E liegende Meßsignal zur Basis von T_4 gelangen kann. Anders sind die Verhältnisse, wenn der Transistor T_3 leitend ist. Dann liegt die Katode von D_1 immer noch auf positivem Potential. Dieses beträgt bei maximal zulässiger Aussteuerung an E und kleinster positiver Spannung am Schleifer von P_1 immer noch etwa 2,5 V. Die Anode der Diode D_1 liegt dagegen auf Nullpotential, so daß D_1 gesperrt ist. Dadurch kann an die Basis von T_4 kein Signal gelangen. Um beim Zerhackerbetrieb eine störende Schleierbildung auf dem Oszillografenschirm (hervorgerufen von den endlichen Umschaltzeiten der Diode D_1) möglichst zu vermeiden, muß man für D_1 eine schnellschaltende Diode einsetzen. Aus dem gleichen Grund soll auch die Flankensteilheit des Rechtecksignals am Kollektor von T_3 groß und dessen Kollektorwiderstand R_{13} relativ niederohmig sein. Es besteht aber auch die Möglichkeit, aus dem Fortschaltimpuls für den Ringzähler einen schmalen Impuls zu gewinnen, der dann während der Kanalumschaltung des Oszillografen über den Z-Eingang (Helligkeitsmodulation) dunkeltastet. In diesem Fall ist eine Schleierbildung sicher zu vermeiden. Von dieser Möglichkeit wurde aber bei der vorliegenden Schaltung kein Gebrauch gemacht.

Im Musteraufbau wurden die drei Torstufen so zusammengeschaltet, daß die Emitter ihrer Transistoren an T_4 miteinander verbunden sind. Es existiert also der Emitterwiderstand R_e nur einmal. Der Oszillograf wurde über R_{14} angeschlossen. Dieser Widerstand unterdrückt eine mögliche Schwingneigung der Kollektorstufe mit T_4 bei kapazitiver Belastung durch den Oszillografen. Eine gleiche Aufgabe erfüllt auch der Widerstand R_3, der ein Schwingen der Eingangsdarlingtonstufe unterbinden soll.

Die Torschaltungen leiten dann das Eingangssignal zu dem angeschlossenen Oszillografen, wenn an dem Steuereingang keine positive Spannung liegt. Der Transistor T_3 leitet und sperrt damit das Tor, wenn am Steuereingang eine Spannung von etwa 2,4 V liegt. Zur Gewinnung der Steuersignale dient die im Bild 2 dargestellte Schaltung. Um den Aufbau zu vereinfachen, wurden weitgehend integrierte Schaltkreise eingesetzt. Drei JK-Master-Slave-Flip-Flops vom Typ D 172 C sind zu einem dreistufigen Ringzähler zusammengeschaltet. Die Arbeitsweise eines solchen Ringzählers ist bekannt, so daß an dieser Stelle auf eine nähere Beschreibung verzichtet werden kann. Die zu einem Eingang zusammengefaßten Takteingänge der Flip-Flops steuern das Gatter G_2 der integrierten Vierfach-NAND-Schaltung D 100 C. Zu beachten ist, daß man die Anzahl der Flip-Flops des Ringzählers nur bis auf 5 vergrößern kann, weil sonst der Ausgang des Gatters G_2 überlastet wird. Die Torschaltungen wurden an den Q̄-Ausgängen der drei Flip-Flops angeschlossen. An zwei dieser Ausgänge liegt immer eine Spannung von größer als 2,4 V, so daß die betreffenden Tore sperren. Die Fortschaltimpulse am Ausgang von G_2 sorgen dafür, daß der Ringzähler entsprechend der Tafel 1 umschaltet, so daß nacheinander alle Tore zum Eingang des Oszillografen durchschalten. Das Bild 3 zeigt die Oszillogramme der Fortschaltimpulse am Ausgang des Gatters G_2 und die Rechteckimpulse an den Kollektoren der Transistoren T_3 der einzelnen Torstufen.

Wie schon gesagt, bestehen zwei Möglichkeiten zur Gewinnung der Fortschaltimpulse, die mit dem Schalter S_1 ausgewählt werden können. In der im Bild 2 dargestellten Stellung von S_1 ist der Stromtrigger aus T_1 und G_1 gesperrt, da der nicht mit dem Kollektor von T_1 verbundene Gattereingang von G_1 ständig auf 0 liegt. Unabhängig von dem an dem Eingang E_{ex} liegenden Signal liefert der Ausgang von G_1 ständig ein L-Signal. In dieser Stellung von S_1 kann aber der mit den Gattern G_3 und G_4 aufgebaute Impulsgenerator arbeiten. Dieser Generator erzeugt die schon oben angegebenen Frequenzen für den Zerhackerbetrieb der Schaltung. Die Arbeitsfrequenz des Impulsgenerators wird mit S_2 grob und mit R_5 fein eingestellt. Die Funktionsweise des Impulsgenerators und auch des Triggers sind in [4] [5] ausführlich beschrieben. Wenn man den Schalter S_1 umschaltet,

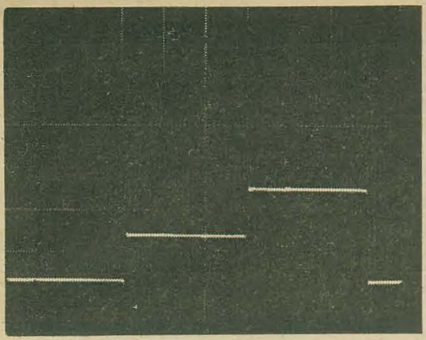


Bild 4: Spannungsverlauf am gemeinsamen Emitterwiderstand R_E der drei Torschaltungen (nähere Erläuterung im Text)

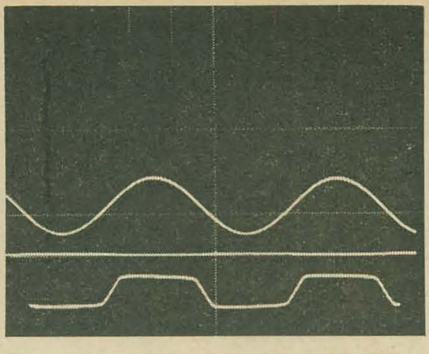


Bild 5: Dreifachoszillogramm, das mit dem Musteraufbau aufgenommen wurde (Meßfrequenz und Umschaltfrequenz nicht synchron)

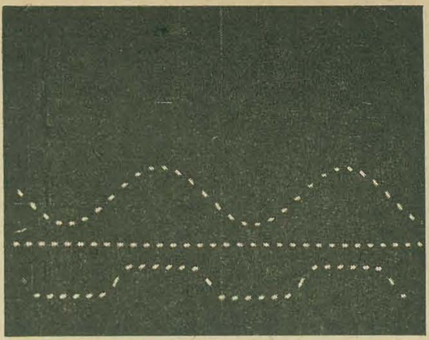


Bild 6: Dreifachoszillogramm, das mit dem Musteraufbau aufgenommen wurde (Meßfrequenz und Umschaltfrequenz sind synchron zueinander)

so blockiert der jetzt auf 0-Potential liegende zweite Gattereingang von G_3 den Impulsgenerator. Am Ausgang von G_3 liegt dann ständig L. Andererseits kann jetzt der Stromtrigger arbeiten. Dieser benötigt an seinem Eingang einen positiven Impuls, der von dem Oszillografen zu Beginn des Rücklaufes geliefert werden muß.

Die Beschreibung des Elektronenstrahlschalters soll mit einigen Hinweisen auf die Oszillogrammaufnahmen der Bilder 4 bis 6 beendet werden. Das Bild 4 zeigt den Spannungsverlauf über dem gemeinsamen Emitterwiderstand aller drei Torstufen, wenn S_1 (im Bild 2) auf Zerhackerbetrieb steht. An den Eingängen der Torschaltungen lag kein Signal an, und alle Kanäle hatten eine andere Nullage. Die in dieser Aufnahme waagerechten Striche sind normalerweise die Punkte bzw. kurzen Striche, aus denen das Oszillogramm des Meßsignals zusammengesetzt ist. Im Bild 5 und im Bild 6 sind mit dem Elektronenstrahlschalter aufgenommene Oszillogramme dargestellt. Im Bild 6 wurde die Fortschaltfrequenz absichtlich so gewählt, daß sie ein ganzzahliges Vielfaches der Meßfrequenz ist. Man erkennt deutlich, daß sich die einzelnen Meßspannungskurven aus Teilstücken zusammensetzen.

Literatur

[1] Millner, R.: Katodenstrahl-Oszillographen. VEB Verlag Technik, Berlin 1965

[2] Czech, J.: Oszillografen-Meßtechnik. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde 1963

[3] Stanley, M. F.: Oszillografische Sichtdarstellung im Zeitmultiplex. radio und fernsehen 16 (1967) H. 5, S. 136–138

[4] Kühne, H.: Schaltbeispiele mit der integrierten Schaltung D 100 C. radio fernsehen elektronik 20 (1971) H. 19, S. 636–641

[5] Kühne, H.: Schaltbeispiele mit der integrierten Schaltung D 100 C. radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 7, S. 234–237

Fachbücher

G. Wunsch

Systemanalyse

Band 3: Digitale Systeme

VEB Verlag Technik, Berlin 1972

188 Seiten, 70 Bilder, Leinen 13,– M

Digital arbeitende Schaltungen, Geräte und Systeme umfassen als ideales Anwendungsfeld von Halbleiterbauelementen einen ständig steigenden Anteil der gesamten elektronischen Technik. Die allgemein bekannte Methode für die Analyse und Synthese solcher Schaltungen und Bausteine ist die Schaltalgebra, deren mathematische Basis die logische Algebra bildet. Diese Methode liegt in einer für den Ingenieur ausgereiften Form seit einigen Jahren vor. Die hier vorgestellte Analyse digitaler Systeme geht über diesen bekannten Rahmen weit hinaus. Es wird auf der Basis der Mengenlehre und Relationentheorie eine mathematisch exakte Fundierung der Booleschen Algebra hergeleitet.

Für die Realisierung logischer Funktionen durch elektronische Schaltungen sind weitere Probleme im Brenpunkt des Interesses, die in dieser Einführung naturgemäß keinen Platz finden konnten; etwa die Störbeeinflussung von Binärsignalen oder die Erweiterung der kombinatorischen zu den sequentiellen Schaltungen.

Für alle, die für die Lösung ihrer Aufgaben einer echt schöpferischen Anwendung und Weiterentwicklung der Schaltalgebra bedürfen, ist die hier vorgestellte Fundierung jedoch unerläßlich. Die Abschnitte über Mengenlehre, Relationen, Operationen und Strukturen beanspruchen etwa 70%, die Boolesche Algebra 20%, die Anwendungen auf digitale Schaltungen etwa 10% des gesamten Umfangs. Die theoretischen Grundlagen sind dabei so allgemein gehalten, daß der Zugang zu anderen Strukturen erleichtert wird, die in der Theorie digitaler Systeme weiter eine Rolle spielen.

Das Buch eignet sich vor allem für Studenten der Spezialrichtungen Digitale Nachrichtentechnik und Digitale Datenverarbeitung sowie zur postgradualen Weiterbildung von Kadern dieser Fachgebiete. Es sei ausdrücklich darauf hingewiesen, daß man kaum eine zweite so gestraffte und der Gedankenwelt des Ingenieurs zugängliche Einführung in Mengenlehre, Relationentheorie usw. mit Fortführung zur Booleschen Algebra findet. In diesem Sinne ist auch die Sammlung von über 90 Aufgaben und Lösungen ausgezeichnet. Das Literaturverzeichnis (sechs Titel) gibt einige Hinweise auf Einführungen in Mengenlehre und Algebra aus Verlagen der DDR. *H. Albrecht*

Aus unserem Fachbuchangebot

Reinboth

Technologie und Anwendung magnetischer Werkstoffe

3., stark veränderte Auflage

484 Seiten, 274 Bilder, 62 Tafeln, 2 Beilagen, Kunstleder 29,– M

Die seit dem Erscheinen der zweiten Auflage des Buches gewonnenen theoretischen Erkenntnisse und die daraus abgeleitete Fülle neuer oder verbesserter Anwendungsformen magnetischer Werkstoffe erforderte die Herausgabe der dritten Auflage. Etwa zwei Drittel des Buches sind neu gestaltet worden. Allein für den volkswirtschaftlich bedeutungsvollen Werkstoffsektor sind sieben neue Entwicklungsrichtungen von Interesse. Der technische Entwicklungsstand der weichmagnetischen Ferrite wird anhand von Weiterentwicklungen speziell in Form ultradünner Bänder für Spulen und Übertrager sowie für Leistungsübertrager dargestellt. Neue magnetische Dünnschicht-Speicherelemente für den Einsatz in Schnellspeichern werden vorgestellt; eine eingehende Gegenüberstellung zu den klassischen Ringkernspeichern und ein Ausblick auf neuartige, z. T. nichtmagnetische Speichermedien zeigen die Möglichkeiten der neuen Werkstoffe auf. Neu aufgenommen sind Abschnitte über nichtmagnetisierbare Stähle sowie über magnetische Werkstoffe mit besonderem Temperaturverhalten. Eine Gegenüberstellung der einschlägigen Standards nach IEC, RGW, TGL und DIN, ein Anhang der Namen magnetischer Werkstoffe und ein umfangreiches Literaturverzeichnis beschließen das Buch.

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Berichtigung: Im Heft 19 muß es unter der Rubrik Fachbücher heißen: Literaturkatalog 1972

Datenübertragung

Standard-Interface für das ESMP

Dipl.-Ing. W. Kötitz

Der Beitrag bezieht sich auf den digitalen Datentransfer zwischen einer zentralen Steuerung – vorzugsweise einem Prozeßrechnersystem – und den Funktionseinheiten. Für die Realisierung des Anschlusses elektronischer Meßgeräte an das ESEG-Standard-Interface SI 2.2 wurde mit dem Standard-Interface für Meßtechnik (SIM 101) eine Typenreihe von Karteneinschüben geschaffen, die mit integrierten TTL-Schaltungen der Baureihe D 100 bestückt sind. Im Beitrag werden Aufgaben und verschiedene Anwendungsbeispiele dieses Bausteinsystems beschrieben.

radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 21, S. 685

Technologie und Zuverlässigkeit
Auslandstechnik

Bauelemente und -gruppen
Integrierte Schaltkreise

Forderungen des sowjetischen Standards an integrierte Halbleiterschaltkreise

Dipl.-Ing. Hans-Jürgen Neben

Die Qualitätsanforderungen, die der sowjetische Standard GOST an Schaltkreise stellt, weichen in einigen Punkten von unserem TGL ab. Dieser Beitrag erläutert einige der Prüfbedingungen. Dadurch wird dem Anwender in der DDR ermöglicht, die Eigenschaften der jeweiligen Schaltkreistypen optimal auszunutzen.

radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 21, S. 708

Datentechnik
Datenerfassung
digital

Elektronische Meßtechnik
digital

Informationssignal- und Steuersignal-Prüfsystem

Ing. Heinz Kampe

In diesem Beitrag wird ein System von Geräten vorgestellt, das zur Prüfung von Informations- und Steuersignalen an elektronischen Funktionseinheiten mit TTL-Schaltkreisen verwendet wird. Die Prüfverfahren werden anhand der Funktionsbeschreibungen der Geräte erläutert.

radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 21, S. 687

Elektronische Meßtechnik
analog

Prüfgerät für Feldeffekttransistoren

Dipl.-Ing. Bernd Seeländer

Die Übertragungskennlinie von Feldeffekttransistoren kann durch eine Parabelgleichung angenähert werden, in der die Schwellenspannung und der Drainstrom bei $U_{GS} = 0$ die Parameter sind. Ein einfaches Gerät mißt diese beiden Parameter und erlaubt dadurch die Aussonderung fehlerhafter FETs, die Auswahl von Pärchen und die Dimensionierung von Schaltungen.

radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 21, S. 709

Rundfunktechnik
mono

Reiseempfänger „Stern-Dynamic"

Ing. Roland Scheubner

Der Reiseempfänger Stern-Dynamic ist das erste Modell des einheitlichen Gerätesystems für die Komplexe Reise- und Heimempfänger des VEB Kombinat Stern-Radio Berlin. Er wird anhand des Stromlaufplans, technischer Daten und von Diagrammen beschrieben.
Stern-Dynamic empfängt in den Wellenbereichen UKW, KW, MW, hat 5 AM- und 9 FM-Kreise und ist mit 9 Transistoren, 7 Dioden und 1 Kleinstabilisator bestückt.

radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 21, S. 695

Bauanleitungen

Elektronische Funktionsgruppen
analog/digital

Elektronischer Umschalter zur zeitmultiplexen Darstellung mehrerer Meßsignale auf einem Einstrahloszillografen

Harro Kühne

In der Impulsmeßtechnik und in der Thyristorelektronik müssen oft mehr als zwei zeitlich zusammenhängende Vorgänge beobachtet werden, so daß Zweistrahloszillografen nicht mehr ausreichen. In diesem Beitrag wird eine Schaltung beschrieben, mit deren Hilfe mehrere Signale auch auf einem Einstrahloszillografen dargestellt werden können. Ein besonderes Merkmal dieser Steuerelektronik ist die Verwendung integrierter Schaltkreise.

radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 21, S. 710

Auslandstechnik

Ausstellungs- und Messeberichte

Bericht von der Leipziger Herbstmesse 1972

Dieser Bericht gibt einen Überblick über die zur Leipziger Herbstmesse 1972 im Handelshof gezeigten Neuheiten auf den Gebieten Fernsehen, Rundfunk, Elektroakustik und Antennen.

radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 21, S. 702

Fernsehen

Theoretische Grundlagen

Von
Dr.-Ing. Nicolae Stanciu

Aus dem Rumänischen
übersetzt von Obering.
Dipl.-Ing. N. Wass

Deutsche Bearbeitung:
Dipl.-Ing. R. Pohl

160 Seiten, 98 Abbildungen,
5 Tafeln, Broschur 14,– M

Gegenstand und Anwendung des Fernsehens

Bildbegriff · Gegenstand und Wesen des Fernsehens · Klassifizierung der Fernsehsysteme und ihre Anwendungen

Eigenschaften des optischen Strahlungsfeldes

Optische Strahlung · Strahlungsphysikalische Größen und Einheiten · Eigenschaften der optischen Strahlungsquellen · Optische Eigenschaften der Objekte und Medien · Strahlungsempfänger · Fotometrische Größen und Einheiten

Visuelle Wahrnehmung von Bildern

Sehprozeß als Informationsübertragung · Sehorgan als Übertragungssystem · Visuelle Wahrnehmung von Leuchtdichteunterschieden, von Einzelteilen und Leuchtdichtesprüngen · Trägheit beim Sehprozeß · Visuelle Wahrnehmung der Farben und der Räumlichkeit

Funktionsprinzipien von Fernsehsystemen

Allgemeine Betrachtungen · Bildzerlegung · Bildwiedergabe und Synchronisierung · Bestandteile der Fernsehsysteme

Spektrum des Fernsehsignals

Allgemeine Betrachtungen · Übertragung unbewegter und bewegter Bilder · Einfluß der Abtastblende

Übertragung der Fernsehinformation

Im Fernsehen angewendete Elemente der Informationstheorie · Übertragung analoger Signale · Übertragungskapazität · Eigenschaften des Fernsehübertragungskanals · Verringerung der Bandbreite des Fernsehsignals

Grundlegende Eigenschaften und Parameter des Fernsehbildes

Bildgröße · Verzerrungen der Bildgeometrie · Leuchtdichte · Kontrastumfang · Bildstörungen · Auflösung, Konturenschärfe und Schärfe des Fernsehbildes · Qualitätsbewertung des Fernsehbildes

Durch jede Buchhandlung erhältlich

VT

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

33 103